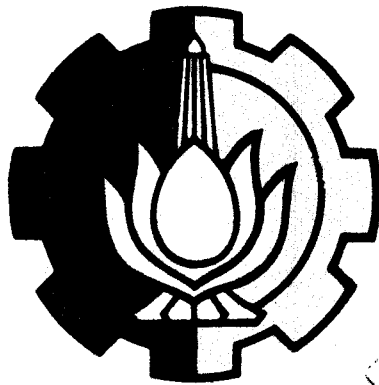


4506/ITS/14/92

TEKNIK DIVERSITY DALAM SISTEM KOMUNIKASI RADIO MOBIL



RSE
621.384 5
Plus
t-1
1991

Disusun oleh :

Ibrohim Mushlih

Nrp . 2852200381

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
1991

PERPUSTAKAAN ITS	
Tgl. Terima	
Terima dari	It
No. Agenda Perp.	953/TA

TEKNIK DIVERSITY DALAM SISTEM KOMUNIKASI RADIO MOBIL

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna memenuhi Sebagian Persyaratan
untuk memperoleh Gelar
Sarjana Teknik Elektro
Pada**

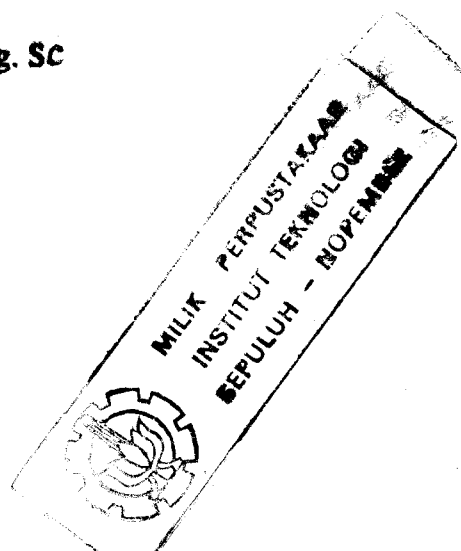
**Bidang Studi Teknik Telekomunikasi
Jurusan Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya**

**Mengetahui / Menyetujui
Dosen Pembimbing**



DR. Ir. M. Salehudin M. Eng. Sc

**SURABAYA
JULI, 1991**



ABSTRAK

Dalam sistem komunikasi radio mobil, phenomena " fading " yang disebabkan oleh adanya lintasan ganda sangat mempengaruhi kualitas komunikasi. Beberapa teknik penerimaan sinyal radio mobil dengan struktur tertentu dapat digunakan untuk mengatasi masalah tersebut. Diantaranya akan dibahas di sini, berupa frequency diversity, space diversity, dan time diversity.

Terlebih dahulu akan ditunjukkan tentang karakteristik sinyal radio mobil, yang mana dalam bagian ini akan terlihat bahwa scatter - scatter sinyal di sekitar mobil unit dapat menyebabkan terjadinya lintasan jamak, yang hal ini dapat mempengaruhi panjang waktu bagian diskrit dari sinyal informasi, sehingga mengotori sinyal. Serta ditunjukkan juga bahwa selubung sinyal yang diterima oleh mobil unit akan berdistribusi Rayleigh.

Untuk memilih keluaran sinyal diversity, maka digunakan beberapa macam methode combining diantaranya : Selection combining, Maximal ratio combining, dan Equal - gain combining.

Akhirnya, sebagai perbandingan diberikan beberapa tabel serta grafik yang menunjukkan kepada kita, seberapa besar peranan teknik diversity dalam sistem komunikasi radio mobil.

UCAPAN TERIMA KASIH

Pada kesempatan ini ingin penulis sampaikan rasa terima kasih kepada :

1. Bapak Dr.Ir. M.Salehudin MEng.Sc, selaku dosen pembimbing yang telah memberikan bimbingan, dorongan moral dan motivasi sampai selesainya tugas akhir ini.
2. Bapak Ir. Yanto Suryadana selaku dosen wali penulis.
3. Bapak Ir.M.Aries Purnomo, selaku koordinator bidang studi teknik telekomunikasi pada jurusan Teknik Elektro FTI ITS.
4. Bapak Ir. Katjuk Astrowulan MSEE, selaku ketua jurusan Teknik Elektro FTI ITS.
5. Seluruh Karyawan di jurusan Teknik Elektro FTI ITS.
6. Rekan - rekan sealmamater.
7. Ayah, Ibu, serta saudara - saudari tercinta yang selalu memberikan dorongan dan bantuan baik moril maupun materiil.

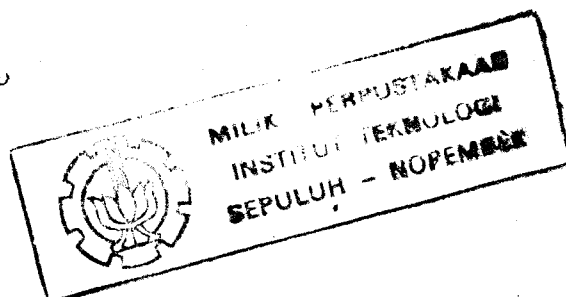
Semoga Allah S.W.T membalas segala amal dan kebbaikannya.

UCAPAN TERIMA KASIH

Pada kesempatan ini ingin penulis sampaikan rasa terima kasih kepada :

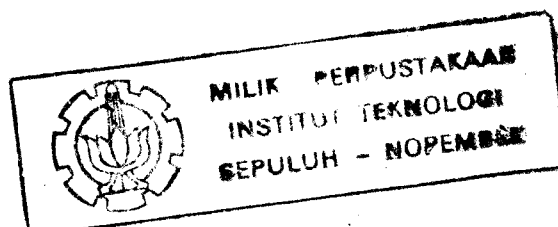
1. Bapak Dr.Ir. M.Salehudin MEng.Sc, selaku dosen pembimbing yang telah memberikan bimbingan, dorongan moral dan motivasi sampai selesainya tugas akhir ini.
2. Bapak Ir. Yanto Suryadana selaku dosen wali penulis.
3. Bapak Ir.M.Aries Purnomo, selaku koordinator bidang studi teknik telekomunikasi pada jurusan Teknik Elektro FTI ITS.
4. Bapak Ir. Katjuk Astrowulan MSEE, selaku ketua jurusan Teknik Elektro FTI ITS.
5. Seluruh Karyawan di jurusan Teknik Elektro FTI ITS.
6. Rekan - rekan sealmamater.
7. Ayah, Ibu, serta saudara - saudari tercinta yang selalu memberikan dorongan dan bantuan baik moril maupun materiil.

Semoga Allah S.W.T membalas segala amal dan kebbaikannya.



DAFTAR ISI

	Halaman
JUDUL	i
PENGESAHAN	ii
ABSTRAK.....	iii
KATA PENGANTAR	iv
UCAPAN TERIMA KASIH	v
DAFTAR ISI	vi
DAFTAR GAMBAR	x
DAFTAR TABEL	xiv
BAB I : PENDAHULUAN	
I.1. Latar belakang.....	1
I.2. Permasalahan	2
I.3. Pembatasan masalah.....	2
I.4. Tujuan.....	3
I.5. Metodologi.....	3
I.6. Sistematika pembahasan.....	3
BAB II : MEDIUM SISTEM KOMUNIKASI RADIO MOBIL	
II.1. Umum.....	5
II.2. Lintasan ruang bebas.....	6
II.2.1. Intensitas medan ruang bebas.....	8
II.2.2. Hubungan antara daya yang diterima dengan daya yang dipancarkan.....	10
II.3. Phenomena multipath fading.....	11



	Halaman
II.3.1. Delay spread.....	21
II.3.2. Coherence bandwidth.....	24
II.4. Probabilitas dari level sinyal yang diterima.....	26
BAB III : TEKNIK DIVERSITY	
III.1. Metode Teknik Diversity.....	30
III.1.1. Frequency diversity.....	30
III.1.2. Space diversity.....	31
III.1.3 Time diversity.....	33
III.2. Faktor perbaikan (Improvement - Factor).....	34
III.2.1. Faktor perbaikan frequency - diversity.....	37
III.2.2. Faktor perbaikan space - diversity.....	38
III.2.2. Faktor perbaikan time - diversity.....	39
III.3. Pemilihan sinyal diversity.....	39
III.3.1. Selection diversity.....	40
III.3.2. Maximal ratio combining.....	44
III.3.3. Equal gain combining.....	47
BAB IV : MANFAAT TEKNIK DIVERSITY DALAM SISKOM RADIO MOBIL.	

IV.1.	Pengaruh Rayleigh fading terhadap kinerja dalam komunikasi radio mobil....	52
IV.2. \propto	Perbaikan frequency diversity terhadap kinerja dalam komunikasi radio mobil yang dipengaruhi oleh Rayleigh Fading...	59
IV.3. \propto	Perbaikan space diversity terhadap kinerja dalam komunikasi radio mobil yang dipengaruhi oleh Rayleigh Fading...	69
IV.3.1.	Kinerja dari space diversity bila menggunakan maximal ratio combining.....	70
IV.3.2.	Kinerja dari space diversity bila menggunakan selection combining.....	75
IV.3.3.	Kinerja dari space diversity bila menggunakan equal gain combining.....	79
IV.4. \propto	Perbaikan time diversity terhadap kinerja dalam komunikasi radio mobil yang dipengaruhi oleh Rayleigh Fading...	81
IV.5.	Perbandingan penampilan dari sistem - sistem diversity dalam siskom radio mobil.....	88
IV.5.1.	System referensi (tanpa diversity)....	89
IV.5.2.	Selection combining.....	93
IV.5.3.	Maximal ratio combining.....	95

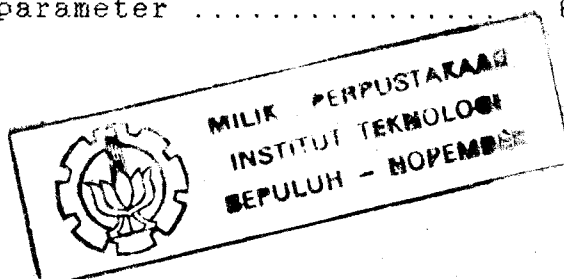
BAB V :

Kesimpulan.....	102
DAFTAR PUSTAKA	104
LAMPIRAN : USULAN TUGAS AKHIR	106

DAFTAR GAMBAR

Gambar	Halaman
2 - 1 Intensitas medan ruang bebas dan daya yang diterima dengan menggunakan antena dipole $\lambda/2$ dan daya radiasi 1 W	9
2 - 2 Phenomena multipath	13
2 - 3 a. Efek Doppler	16
b. Fading karena gelombang berdiri	16
2 - 4 Mekanisme pembentukan sinyal fading	19
2 - 5 a. 4 - Scatter	
b. N - Scatter	22
2 - 6 Model tanggapan kanal kanal impulse	
a. Model presentasi	
b. Correction function	25
2 - 7 Fungsi kerapatan probabilitas Rayleigh dan Gaussian	28
2 - 8 Distribusi kumulatif Rayleigh dan Normal	29
3 - 1 Koefisien autokorelasi lawan spasi antena untuk distribusi sudut yang serba sama	32
3 - 2 Definisi Fading	37

Gambar		Halaman
3 - 3	Prinsip selection diversity	42
3 - 4	Distribusi probabilitas dari S/N (γ_s) untuk M - cabang selection diversity Γ = S/N pada satu cabang	43
3 - 5	Improvement S/N rata -rata dari combining diversity dibanding dengan S/N satu cabang.	45
3 - 6	Prinsip maximal ratio combining	46
3 - 7	Distribusi probabilitas S/N (γ) untuk M - cabang maximal ratio combining (Γ = S/N pada satu cabang)	48
3 - 8	Distribusi probabilitas S/N (γ) untuk M - cabang Equal - gain combining (Γ = S/N pada satu cabang)	50
4 - 1	Blok diagram sederhana dari kanal komunikasi FM	52
4 - 2	Spektrum sinyal tanpa modulasi dan noise setelah filter IF	54
4 - 3	Spektrum noise baseband untuk S/N IF ($\rho \gg 1$)	57
4 - 4	Kerapatan noise lawan S/N IF	60
4 - 5	Spektrum noise baseband dengan S/N (ρ) sebagai parameter	63



Gambar	Halaman
4 - 6 Noise quieting dan signal suppression lawan perbandingan S/N IF (ρ) dan lebar bidang IF	64
4 - 7 S/N lawan C/N dalam keadaan Rayleigh fading	68
4 - 8 S/N output rata - rata lawan C/N rata - rata (ρ), untuk maximal ratio combining ($M = 2$)	74
4 - 9 S/N output rata - rata lawan C/N rata - rata (ρ), untuk maximal ratio combining ($M = 3$)	75
4 - 10 S/N output rata - rata lawan C/N rata - rata (ρ), untuk maximal ratio combining ($M = 4$)	76
4 - 11 Blok diagram time diversity	82
4 - 12a BER performance untuk $n = 256$ dalam Rayleigh fading menggunakan maximal ratio combining (MRC)	86
4 - 12b BER performance untuk $n = 256$ dalam Rayleigh fading menggunakan selection combining (SC)	87
4 - 13 (E_s / N_o) yang dibutuhkan untuk $n = 256$ dan $BER = 10^{-4}$	88

Gambar

Halaman

4 - 14	Daya pancar yang diperlukan pada 836 Mhz untuk mendapatkan S/N baseband 30 dB tanpa diversity dengan modulasi FM Gaussian, B adalah lebar bidang RF, kecepatan kendaraan 60 mil / jam, tinggi antena stasiun dasar 30 meter, gain antena total 12 dB	93
4 - 15	Daya pancar yang diperlukan selection combining 2, 3, dan 4 cabang untuk mendapatkan S/N 30 dB	96
4 - 16	Daya pancar yang diperlukan pilot - carrier maximal ratio combining 2, 3, dan 4 cabang untuk mendapatkan S/N 30 dB	98
4 - 17	Perbandingan daya pancar yang diperlukan antara selection diversity terhadap sistem tanpa diversity	99
4 - 18	Perbandingan daya pancar yang diperlukan antara pilot - carrier maximal ratio diversity combiner terhadap system tanpa diversity	100
4 - 19	Lebar bidang dan daya pancar yang diperlukan lawan orde diversity (M) untuk mendapatkan S/N 30 dB saat bergerak dan reliability ambang 99,9 % saat berhenti	101

DAFTAR TABEL

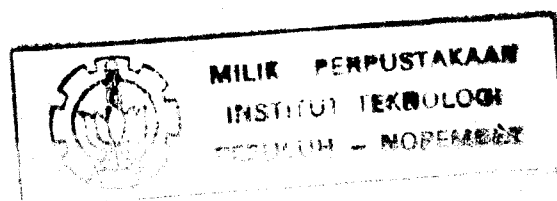
Tabel		Halaman
1	Pergeseran C/N IF (ρ) dari maximal ratio combining menuju selection combining	78
2	Pengaturan C/N IF (ρ) dari maximal ratio menuju equal gain combining	81
3	Rangkuman dari tabel 1 dan tabel 2	81
4	System referensi	90
5	ρ yang diperlukan untuk mendapatkan S/N 30 dB tanpa diversity	92
6	Selection combining	94
7	99,9 % reliability	94
8	Maximal ratio combining	97

beberapa variabel yang dapat menghambur, memantul, dan disipasi energi sinyal yang dipropagasikan. Pengaruhnya menghasilkan lintasan jamak. Jika terjadi, hal ini mempengaruhi panjang waktu bagian diskrit dari sinyal informasi dan dapat mengotori sinyal. Fenomena ini disebut sebagai delay spread. Juga, arah datang dua frekuensi yang berjarak rapat dengan perbedaan time - delay spread dapat menyebabkan dua sinyal multipath terkorelasi. Perbedaan frekuensi maksimum diantara frekuensi - frekuensi yang mempunyai kemampuan kuat untuk terkorelasi disebut sebagai coherent bandwidth dari lintasan transmisi radio mobil. Korelasi koheren dapat dihilangkan dengan menentukan frekuensi kanal tertentu atas dasar distribusi frekuensi dan pemisah geografis.

II.2. LINTASAN RUANG BEBAS

Lintasan transmisi ruang bebas merupakan lintasan garis lurus, dalam ruang hampa atau atmosfer ideal dan bebas dari semua objek yang dapat menyerap atau memantulkan energi gelombang elektro magnetik.

Bila antena yang dipakai pada transmisi gelombang radio antara dua titik dalam ruang bebas adalah isotropis dan dipisahkan pada jarak d meter, maka kerapatan daya rata - rata P_0 , dengan daya radiasi dari antena pemancar P_t watt (antena isotropis dengan efisiensi 100%) adalah :



$$P_o = \frac{P_t}{4 \pi d^2} \dots\dots\dots (2 - 1)$$

dimana : P_t = daya pancar (watt)

P_o = kerapatan daya penerima (watt / m²)

d = jarak antara pemancar dan penerima (m)

Rumus di atas menjelaskan bahwa daya sebesar P_t dipancarkan secara radial ke seluruh volume bola dengan jari - jari sebesar d , sehingga kerapatan daya pada jarak tertentu adalah daya total yang dilingkupi oleh kulit bola tersebut dibagi dengan luasan seluruh kulit bola.

Intensitas medan ruang bebas E_o pada jarak d meter dari antenna pemancar diberikan sebagai berikut¹⁾:

$$E_o = \frac{\sqrt{30 g_t P_t}}{d} \quad \text{v/m} \quad (2 - 2)$$

Jika kita tinjau penguatan (gain) antenna berikut ini :

$$G = \frac{4 \pi}{\lambda^2} A_{eff} \dots\dots\dots (2 - 3)$$

dimana : G = penguatan antenna

A_{eff} = luas tangkap antenna (apperture) (m²)

Maka daya yang diterima pada penerima adalah :

$$P_r = P_o (A_{eff})_r G_t \dots\dots\dots (2 - 4)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (2 - 3) dan (2 - 1) ke dalam persamaan (2 - 4) didapat rumus untuk menghitung daya yang diterima :

¹⁾ Kenneth Bullington, "IEEE Transaction On Vehicular Technology Vol. VT-26, No 4 November 1977, hal. 295.

$$P_r = P_t G_t G_r \left[\frac{\lambda}{4 \pi d} \right]^2 \quad (2 - 5)$$

dimana : P_r = daya yang diterima (watt)

P_t = daya yang dipancarkan (watt)

G_t = gain antenna pemancar (dB)

G_r = gain antenna penerima (dB)

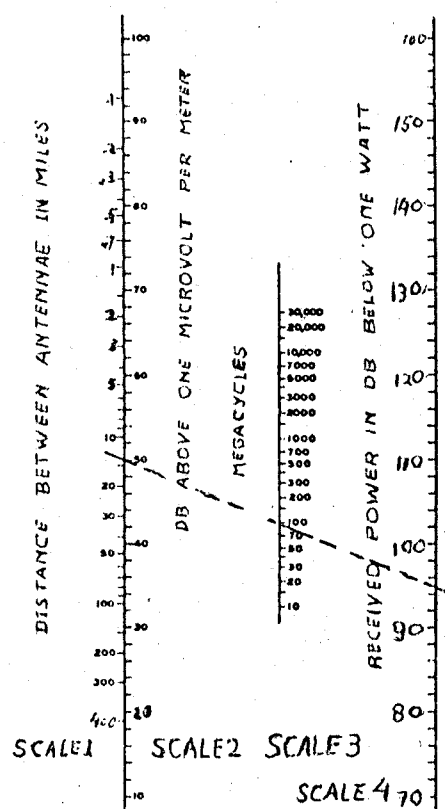
λ = panjang gelombang (m)

d = jarak antara pemancar dan penerima (m)

II.2.1. INTENSITAS MEDAN RUANG BEBAS

Antena dipole pendek atau dipole yang panjang seluruh fisiknya adalah pendek dibanding dengan $\lambda/2$, mempunyai gain $g_t = 1,5$ atau (1,76 dB), dan dipole $\lambda/2$ mempunyai gain $g_t = 1,64$ atau (2,15 dB) dalam arah radiasi maksimum. Sedangkan dalam arah radiasi yang lain medannya berkurang sesuai dengan pola antenna ruang bebas yang didapatkan dari teori atau pengukuran. Sesuai dengan hal tersebut, maka intensitas medan ruang bebas E_o pada persamaan (2 - 2) dalam arah tegak lurus pada dipole $\lambda/2$ menjadi :

$$E_o = \sqrt{\frac{30 \cdot 1,64 \cdot P_t}{d}} \approx 7 \sqrt{\frac{P_t}{d}} \text{ v/m} \quad (2 - 6)$$



GAMBAR 2.1. ²⁾

INTENSITAS MEDAN RUANG BEBAS DAN DAYA YANG DITERIMA DENGAN MENGGUNAKAN ANTENA DIPOLE $\lambda/2$ DAN DAYA RADIASI 1W.

Intensitas medan dalam satuan $\mu\text{V/m}$ dengan daya yang diradiasikan sebesar 1 watt yang digambarkan pada skala 2

²⁾ Ibid, hal. 296

dari gambar 2.1 , merupakan fungsi jarak yang dinyatakan dalam mile (ditunjukkan pada skala 1).

Untuk daya P watt yang diradiasikan, maka faktor koreksi untuk intensitas medan atau daya adalah $10 \log P$ (dB). Contoh: Intensitas medan ruang bebas pada jarak 100 mil dari antenna dipole $\lambda/2$ yang meradiasikan daya 1 watt adalah $33 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ (sekitar $45 \mu\text{V/m}$) Bila daya yang diradiasikan adalah 50 watt (17 dBw), maka intensitas medan yang diterima adalah $33 + 17 = 50 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ (sekitar $315 \mu\text{V/m}$). Di sini terlihat bahwa intensitas medan berhubungan dengan kerapatan energi dari gelombang radio pada antenna penerima tetapi tidak tergantung pada jenis antenna penerima.

II.2.2. HUBUNGAN ANTARA DAYA YANG DITERIMA DENGAN DAYA YANG DIPANCARKAN

Daya maksimum P_r yang dapat diberikan pada penerima yang matched dinyatakan dengan ³⁾:

$$P_r = \left[\frac{E \lambda}{2 \pi} \right]^2 \frac{g_r}{120} \quad \text{watt} \quad (2-7)$$

dimana :

E = Intensitas medan yang diterima dalam V/m

λ = panjang gelombang dalam meter

³⁾ Ibid, hal. 296.

g_r = rasio penguatan daya dari antenna penerima

Hubungan antara daya yang diterima dengan intensitas medan yang diterima ditunjukkan oleh skala 2-4 dalam gambar 2.1 untuk antenna dipole $\lambda/2$.

Contoh : daya maksimum pada 100 Mhz yang dapat diambil oleh dipole $\lambda/2$ dalam medan $50 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ adalah -95 dBw .

Hubungan umum untuk rasio dari daya yang diterima terhadap daya yang diradiasikan ditentukan dari persamaan (2 - 2) dan (2 - 7) adalah sebagai berikut:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{\lambda}{4 \pi d} \right]^2 g_t g_r \left[\frac{E}{E_o} \right]^2 \quad (2 - 8)$$

Bila antenna pemancar dan penerima adalah dipole $\lambda/2$, maka rasio transfer daya adalah :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{1,64 \lambda}{4 \pi d} \right]^2 \left[\frac{E}{E_o} \right]^2 \quad (2 - 9)$$

Untuk transmisi ruang bebas (E/ E_o) = 1.

II.3. PHENOMENA MULTIPATH FADING

Fading lintasan jamak (multipath fading) sering terjadi dalam medium komunikasi radio mobil dan oleh karena itu, phenomena tersebut perlu diperhatikan dalam merencanakan sistem komunikasi radio mobil.

Untuk mengevaluasi secara kuantitatif sinyal radio .

mobil, maka perlu terlebih dahulu menentukan sifat - sifat sinyal pembawa $S_o(t)$, yang dapat dinyatakan dalam beberapa bentuk persamaan kompleks seperti berikut ini :

$$S_o(t) = a_o \exp \left[j (\omega_o t + \phi_o) \right] \dots\dots\dots (2 - 10)$$

$$S_{o1}(t) = \text{Re} \left\{ a_o \exp \left[j (\omega_o t + \phi_o) \right] \right\} \quad (2 - 11)$$

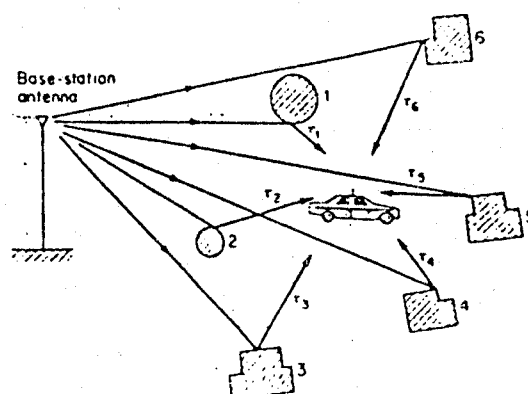
$$S_{o2}(t) = a_o \cos (\omega_o t + \phi_o) \dots\dots\dots (2 - 12)$$

tiga persamaan tersebut dapat digunakan untuk menganalisa sinyal pembawa $S_o(t)$ yang dipancarkan dari stasiun induk dimana a_o menyatakan amplitudo dan ϕ_o menyatakan phase, a_o dan ϕ_o dianggap konstan. Frekwensi sudut $\omega_o = 2 \pi f_o$, dengan f_o menyatakan frekuensi pembawa. Phenomena fading lintasan jamak yang dibicarakan dalam paragraf berikut ini dibedakan dalam tiga keadaan, yaitu :

- (a) Mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama tidak bergerak.
- (b) Mobil unit diam dan scatter di sekitarnya bergerak.
- (c) Mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama bergerak.

- (a) Untuk keadaan yang pertama dimana mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama diam.

Secara teoritis perubahan lintasan sinyal dari semua scatter menuju mobil unit dapat diidentifikasi sebagaimana dilukiskan dalam gambar 2.2.

GAMBAR 2.2.⁴⁾

PHENOMENA MULTIPATH

Sinyal $S(t)$ yang diterima mobil unit berasal dari N lintasan sinyal dan dapat dinyatakan sebagai berikut :

$$S(t) = \sum_{i=1}^N a_i S_o(t - \tau_i) \dots \dots \dots (2 - 13)$$

waktu propagasi total untuk lintasan ke i dapat dinyatakan dengan persamaan sebagai berikut :

$$\tau_i = \bar{\tau} + \Delta \tau_i \dots \dots \dots (2 - 14)$$

dimana $\Delta \tau_i$ adalah delay tambahan relatif pada lintasan ke i dan a_i adalah faktor redaman untuk lintasan tersebut.

Sedangkan $\bar{\tau}$ didefinisikan dengan :

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tau_i \dots \dots \dots (2 - 15)$$

Jika kita substitusikan $S_o(t - \tau_i)$ dari persamaan (2 - 13) sebagai pengganti $S_o(t)$ dalam persamaan (2 - 10), maka :

⁴⁾ W. C. Y. Lee, "Mobile Communications Engineering", McGraw - Hill, 1982, hal. 27.

$$S(t) = X(t-\bar{\tau}) \exp \left[j 2 \pi f_o (t-\bar{\tau}) + j \phi_o \right] \cdots (2-16)$$

dimana selubung $X(t)$ dari sinyal $S(t)$ dinyatakan oleh :

$$X(t) = a_o \left[\sum_{i=1}^N a_i \exp (-j2\pi f \Delta \tau_i) \right] \cdots (2-17)$$

dengan a_o konstan. Persamaan (2 - 17) tersebut menyatakan fenomena lintasan jamak. Karena persamaan tersebut tak tergantung waktu, maka $X(t)$ juga konstan terhadap waktu. Dari uraian tersebut dapat disimpulkan bahwa selubung sinyal $S(t)$ tak berubah selama mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama tak bergerak.

- (b) Dalam kondisi yang kedua yaitu mobil unit diam dan scatter di sekitarnya bergerak.

Waktu tunda τ_i dan faktor redaman a_i berbeda dalam setiap saat sepanjang lintasan ke i . Dengan kondisi tersebut, maka sinyal $S(t)$ dalam persamaan (2 - 13) berubah menjadi :

$$S(t) = X(t) \exp (j\phi_o) \exp (j2\pi f_o t) \cdots (2-18)$$

dimana

$$X(t) = \sum_{i=1}^N a_o a_i(t) \exp [-j2\pi f_o \tau_i(t)] \cdots (2-19)$$

Anggap

$$R = \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos [2\pi f_o \tau_i(t)] \dots\dots\dots(2 - 20)$$

$$S = \sum_{i=1}^N a_i(t) \sin [2\pi f_o \tau_i(t)] \dots\dots\dots(2 - 21)$$

maka $X(t) = a_o \{ R - jS \}$

$$= A(t) \exp [-j\psi(t)] \dots\dots\dots(2 - 22)$$

dimana amplitudo dan phase sinyal $X(t)$ dinyatakan dengan variabel yang tergantung waktu :

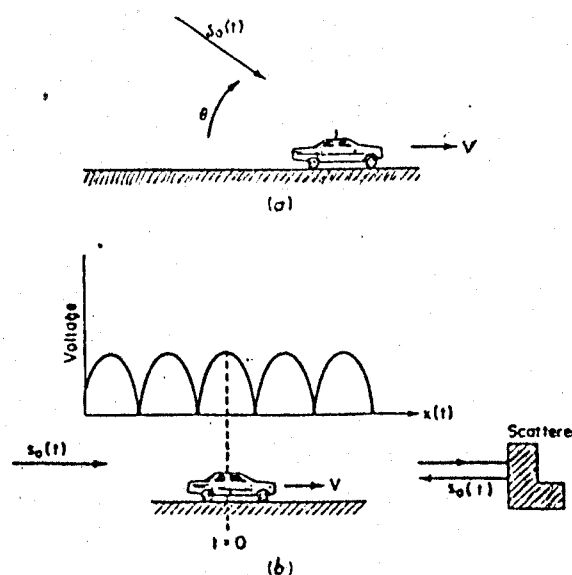
$$A(t) = a_o \sqrt{R^2 + S^2} \dots\dots\dots(2 - 23)$$

dan $\psi(t) = \operatorname{tgn}^{-1} \frac{S}{R} \dots\dots\dots(2 - 24)$

Karena dalam kenyataannya tidak mungkin untuk mengisolasi dan menentukan masing - masing lintasan gelombang pantul bila scatter - scatter bergerak, maka digunakan analisa statistik untuk variabel - variabel yang tergantung waktu ($A(t)$ dan $\psi(t)$).

Dengan menganggap mobil unit bergerak, maka ada 3 hal yang harus diperhatikan :

- (1) Tidak ada scatter.
- (2) Ada scatter tunggal.
- (3) Ada banyak scatter.

GAMBAR 2.3.⁵⁾

- a) EFEK DOPPLER.
b) FADING KARENA GELOMBANG BERDIRI.

di sekitar mobil unit. Selanjutnya, anggap bahwa mobil unit berjalan dalam arah sumbu x positif dengan kecepatan V dan menerima sinyal yang membentuk sudut terhadap sumbu x , seperti yang dilukiskan dalam gambar 2.3.a.

Sinyal $S(t)$ yang diterima adalah :

$$S(t) = a_0 \exp [j (\omega_0 t + \phi_0 - \beta V t \cos \theta)] \quad (2 - 25)$$

dimana $\beta = 2\pi / \lambda$, dengan λ adalah panjang gelombang sinyal yang dipancarkan. Perubahan frekuensi diberikan sebagai akibat gerakan mobil dan dikenal sebagai efek Doppler. Besarnya frekuensi Doppler ini adalah :

⁵⁾ Ibid, hal. 29.

$$f_d = f_m \cos \theta \dots\dots\dots (2 - 26)$$

dimana $f_m = V / \lambda$ adalah frekwensi Doppler maksimum. Frekwensi Doppler f_d bisa positif atau negatif tergantung pada sudut datang θ .

Untuk mengerti efek phenomena multipath, maka perlu mengetahui konsep gelombang berdiri yang dipakai dalam gelombang radio. Bila sinyal radio datang dari suatu arah dan dipantulkan oleh scatter pemantul dalam arah yang berlawanan seperti dalam gambar 2.3.b, maka sinyal resultan yang diterima mobil unit yang bergerak dengan kecepatan konstan V (dengan menganggap sudut datang $\theta = 0$ untuk kemudahan perhitungan) adalah ⁶⁾:

$$S(t) = a_o \exp [j(\omega_o t + \phi_o - \beta Vt)] - a_o \exp [j(\omega_o t + \phi_o \dots\dots \\ + \beta Vt - \omega_o \tau)]$$

$$S(t) = -j2a_o \sin \left[\beta Vt - \frac{\omega_o t}{2} \right] \exp \left[j \left(\omega_o t + \phi_o - \frac{\omega_o \tau}{2} \right) \right] \dots\dots \\ \dots\dots\dots (2 - 27)$$

dimana τ adalah waktu yang diperlukan gelombang untuk berjalan menuju scatter dan kembali menuju garis $t=0$. Selubung pada persamaan (2-27) merupakan pola gelombang berdiri, dan hal ini bisa diartikan sebagai phenomena fading sederhana.

⁶⁾ Ibid, hal. 29.

- (c) Dalam kondisi yang ketiga yaitu mobil unit serta scatter di sekitarnya sama - sama bergerak.

Sinyal resultan yang diterima mobil unit merupakan jumlah dari semua gelombang datang, baik yang datang secara langsung maupun yang berasal dari pantulan - pantulan dengan sudut datang θ_i yang berbeda - beda. Sinyal resultan tersebut dinyatakan oleh persamaan sebagai berikut⁷⁾:

$$S(t) = \sum_{i=1}^N a_o a_i \exp [j(\omega_o t + \phi_o - \beta V t \cos \theta_i + \phi_i)]$$

$$S(t) = A_t \exp (j\psi t) \exp [j(\omega_o t + \phi_o)] \dots\dots\dots (2 - 28)$$

dimana

$$A(t) = \left[\left(a_o \sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i \right)^2 + \left(a_o \sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (2 - 29)$$

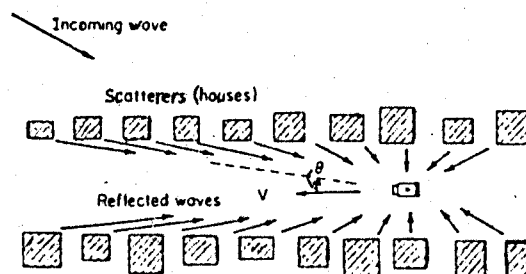
$$\psi_i = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i}{\sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i} \dots\dots\dots (2 - 30)$$

$$\text{dan} \quad \psi_i = \phi_i - \beta V t \cos \theta_i \dots\dots\dots (2 - 31)$$

Bila mobil unit berjalan melalui lintasan yang

⁷⁾ Ibid, hal. 30.

banyak terdapat scatter, seperti pada gambar 2.4 , maka



GAMBAR 2.4.⁸⁾

MEKANISME PEMBENTUKAN SINYAL FADING.

komponen utama dari sinyal terima adalah pantulan - pantulan dari scatter di sekitar mobil unit. Phenomena frequency - selective fading juga terjadi dalam keadaan multipath, yang mana fenomena ini dapat menyebabkan a_0 dalam persamaan (2 - 10) menjadi sinyal $a_0(t)$ yang berubah terhadap waktu dengan spektrum kontinyu yang dinyatakan oleh :

$$W_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a_0(t) \exp (-j2\pi ft) dt \cdot \dots\dots\dots (2 - 32)$$

Bila mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama diam, maka sinyal $S(t)$ sama seperti persamaan

⁸⁾ Ibid, hal. 31.

(2 - 16). Namun di sini mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama bergerak, jadi $X(t)$ pada persamaan (2 - 17) menjadi :

$$X(t) = \sum_{i=1}^N a_i a_o(t-\Delta\tau_i) \exp(-j2\pi f_o \Delta\tau_i) \dots\dots\dots (2 - 33)$$

$$\text{dimana } a_o(t-\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_o(f) \exp[j2\pi f(t-\Delta\tau)] df$$

$$\dots\dots\dots (2 - 34)$$

Dengan mensubstitusi persamaan (2 - 34) ke dalam persamaan (2 - 33), akan didapatkan :

$$X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_o(f) \left\{ \sum_{i=1}^N a_i \exp[-j2\pi(f+f_o)\Delta\tau_i] \right\} \exp(j2\pi f t) df$$

$$\dots\dots\dots (2 - 35)$$

$X(t)$ merupakan selubung sinyal terima $S(t)$ dan spektrum kontinyu $X(t)$ yaitu $W(f)$ didefinisikan sebagai berikut :

$$W(f) = \omega_o(f) \cdot H(f) \dots\dots\dots (2 - 36)$$

$H(f)$ adalah fungsi transfer low-pass equivalent dari kanal yang beroperasi dalam medium komunikasi radio mobil. Dengan transformasi Forier balik dari $W(f)$, maka didapatkan $X(t)$:

$$X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) \exp(j2\pi f t) df \dots\dots\dots (2 - 37)$$

Dengan membandingkan persamaan (2 - 37) terhadap persamaan (2 - 43), kita dapatkan $H(f)$:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N a_i \exp[-j2\pi(f+f_o)\Delta\tau_i] \dots\dots\dots (2 - 38)$$

Untuk radio mobil dapat dianggap bahwa :

$$f\Delta\tau_i \leq 1 \dots\dots\dots (2 - 39)$$

Dengan anggapan tersebut, maka persamaan (2 - 38) dapat dikembangkan dengan menggunakan deret Taylor :

$$H(f) = H_1 + jH_2 \dots\dots\dots (2 - 40)$$

dimana
$$H_1 = \sum_{i=1}^N a_i \exp (-j2\pi f_0 \Delta\tau_i) \dots\dots\dots (2 - 41)$$

$$H_2 = -2\pi f \sum_{i=1}^N a_i \Delta\tau_i \exp (-j2\pi f_0 \Delta\tau_i) \dots\dots\dots (2 - 42)$$

Terlihat bahwa H_1 tak tergantung frekwensi dan menyatakan bagian dari fungsi transfer $H(f)$ yang tidak terdistorsi. H_2 tergantung frekwensi dan menyatakan bagian yang terdistorsi dari fungsi transfer $H(f)$. Karena H_2 tergantung frekwensi, maka kuat sinyal yang diterima berubah - ubah sebagai fungsi frekwensi kanal radio mobil. H_2 dapat juga menyebabkan frequency selective fading. Seperti yang ditunjukkan oleh persamaan (2-42), H_2 berubah secara linier dengan frekwensi melalui band radio mobil.

$$\text{Bila } | H_1 | \gg | H_2(f) | \dots\dots\dots (2 - 43)$$

maka phenomena frequency selective fading tidak terjadi.

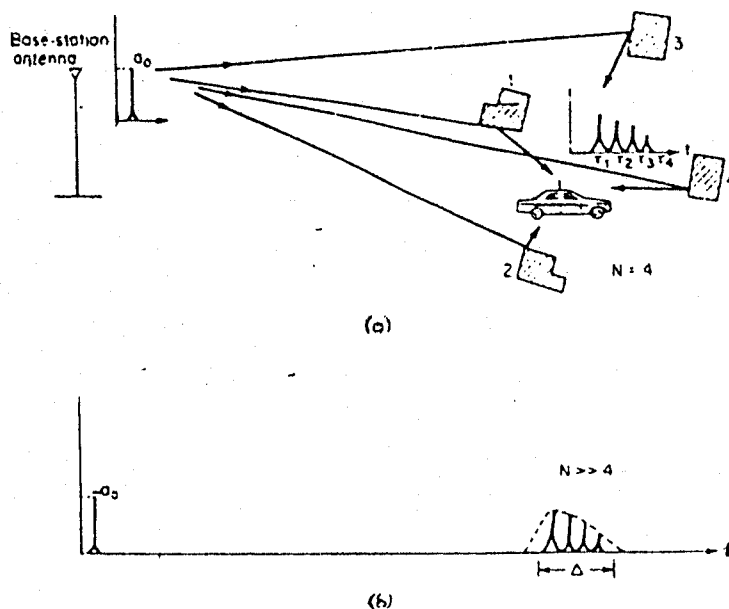
$$\text{Sebaliknya bila } | H_2(f) | > | H_1 | \dots\dots\dots (2 - 44)$$

maka karakteristik frequency selective fading akan terjadi.

II.3.1. DELAY SPREAD

Phenomena delay spread terjadi jika base stasiun memancarkan impulse sinyal $s_0(t) = a_0(t)\delta(t)$ ke mobil

unit dan jika karena multipath scattering impuls sinyal yang diterima berarti diperpanjang. Model untuk keadaan ini ditunjukkan pada gambar 2.5.



GAMBAR 2.5⁹⁾

(a) 4 - SCATTER

(b) N - SCATTER

Sinyal impuls yang diterima pada mobil unit adalah :

$$s(t) = a_0 \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - \tau_i) \cdot e^{j\omega t}$$

$$= E(t) \cdot e^{j\omega t} \dots \dots \dots (2 - 45)$$

⁹⁾ W. C. Y. Lee, " Mobile Communications Engineering ",
hal. 40.

Persamaan diatas menunjukkan barisan impuls diskrit pada frekuensi ω yang mengarah pada penerima mobil seperti ditunjukkan pada gambar 2.5.a. Jika jumlah scatter di sekitar mobil unit naik, impuls diskrit yang ditetrima menjadi pulsa Δ , yang sering disebut delay spread, seperti ditunjukkan pada gambar 2.5.b. Delay spread ini menghasilkan periode tunggu yang menentukan jika pulsa berikutnya dapat dipancarkan oleh base stasiun. Ini membutuhkan kecepatan pensinyalan turun lebih rendah hingga periode yang cukup kecil dari $1/\Delta$, untuk mencegah interferensi antar simbol dalam keadaan Rayleigh fading.

Dari literatur didapat hasil pengukuran menunjukkan bahwa delay spread Δ lebih panjang dalam daerah urban dibanding daerah suburban. Waktu delay maksimum, diukur 30 dB dibawah level tertinggi selubung dapat sebanyak 12 μ s keatas panjang lintasan delay 4 km dalam daerah urban. Delay spread rata-rata Δ untuk daerah suburban adalah 0,5 μ s. Karena itu kecepatan pensinyalan yang melebihi 2 MHz akan menyebabkan interferensi antar simbol jika tanpa diversity. Multipath fading menyebabkan unjuk kerja menurun, maka kecepatan pensinyalan harus kurang dari 2 MHz. Penurunan kecepatan dibutuhkan jika kecepatan bit-error pada penerima menurun. Secara umum, delay spread dapat dianggap bebas dari frekuensi pemancaran.

II.3.2. COHERENCE BANDWIDTH

Adanya perbedaan time delay pada dua sinyal fading dengan jarak frekuensi yang rapat dapat menyebabkan dua sinyal menjadi terkorelasi. Perbedaan frekuensi dari dua sinyal yang terkorelasi tersebut tergantung pada delay spread Δ . Interval frekuensi ini disebut "coherence" atau "corelation" bandwidth (B_c), seperti gambar 2.6.

Definisi coherence bandwidth biasanya didasarkan pada adanya korelasi, yang ditentukan secara subyektif, atas dua sinyal yang terkorelasi, dan didefinisikan oleh :

$$B_c \approx \frac{1}{8 \Delta} \dots\dots\dots (2 - 46)$$

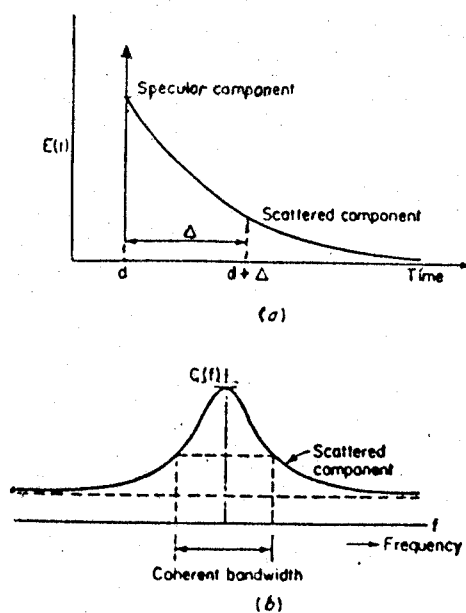
Coherence bandwidth untuk panjang lintasan mendekati 2 hingga 4 km dalam daerah 100 khz hingga 1 Mhz, berubah - ubah berbanding terbalik dengan jumlah multipath yang ada dalam radio mobil.

Untuk sistem modulasi amplitudo, didasarkan pada korelasi amplitudo yang sama dengan 0,5 maka :

$$B_c = \frac{1}{2\pi\Delta} \dots\dots\dots (2 - 47)$$

dan untuk sistem modulasi sudut, didasarkan pada korelasi phase yang sama dengan 0,5 maka :

$$B_c = \frac{1}{4\pi\Delta} \dots\dots\dots (2 - 48)$$

GAMBAR 2.6¹⁾

MODEL TANGGAPAN KANAL IMPULSE
 (a) MODEL PRESENTASI (b) CORRECTION FUNCTION

persamaan (2 - 46) bisa didapatkan dengan mengambil harga rata - rata dari persamaan (2 - 47) dan (2 - 48). Persamaan (2 - 46) digunakan jika sistem modulasi tidak diketahui.

II.4. PROBABILITAS DARI LEVEL SINYAL YANG DITERIMA

Bila sinyal yang ditransmisikan terpolarisasi vertikal, maka komponen medan yang diterima mobil

¹⁾ Ibid, hal. 45.

adalah¹¹⁾ :

$$E_z = E_o \sum_{n=1}^N c_n \cos (\omega_c t + \theta_n) ,$$

$$H_x = - \frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N c_n \sin \alpha_n \cos (\omega_c t + \theta_n) ,$$

$$H_y = \frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N c_n \cos \alpha_n \cos (\omega_c t + \theta_n) , \quad (2 - 47)$$

dimana : $\theta_n = \omega_n t + \phi_n$

ω_c = frekuensi gelombang pembawa

$E_o c_n$ = amplitudo (real) dari gelombang ke n.

Menurut Rice, E_z dapat dituliskan dengan¹²⁾ :

$$E_z = T_c(t) \cos \omega_c t - T_s(t) \sin \omega_c t \cdots \cdots (2 - 48)$$

dimana :

$$T_c(t) = E_o \sum_{n=1}^N c_n \cos (\omega_c t + \phi_n) , \cdots \cdots (2 - 49)$$

$$T_s(t) = E_o \sum_{n=1}^N c_n \sin (\omega_c t + \phi_n) , \cdots \cdots (2 - 50)$$

merupakan proses random Gaussian, yang mana $T_c(t)$ merupakan komponen phase dari E_z , sedangkan $T_s(t)$ adalah komponen kwadratur dari E_z .

Untuk t tetap, $T_c(t)$ dinyatakan dengan T_c , dan $T_s(t)$ dengan T_s . T_c dan T_s mempunyai rata - rata (mean)

¹¹⁾ Jakes, W. C, Jr, Microwave Mobile Communications, John Wiley & Sons, Inc, 1974 hal. 15.

¹²⁾ Ibid.

= 0 dan variannya sama :

$$\langle T_c^2 \rangle = \langle T_s^2 \rangle = \frac{E_o^2}{2} = \langle |E_z|^2 \rangle \dots\dots (2 - 51)$$

Tanda kurung menunjukkan rata - rata ensemble melalui α_n , ϕ_n , dan c_n . T_c dan T_s tidak berkorelasi oleh karena itu, maka independent :

$$\langle T_c T_s \rangle = 0 \dots\dots\dots (2 - 52)$$

Karena T_c dan T_s Gaussian, maka mempunyai kerapatan probabilitas yang berbentuk :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi b}} \exp\left(-\frac{x^2}{2b}\right), \dots\dots\dots (2 - 53)$$

dimana $b = E_o^2 / 2$ yang merupakan daya rata - rata dan x menunjukkan T_c atau T_s .

Persamaan untuk selubung E_z adalah :

$$r = \sqrt{(T_c^2 + T_s^2)} \dots\dots\dots (2 - 54)$$

dan Rice telah menunjukkan bahwa kerapatan probabilitas r adalah :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{b} e^{-r^2/2b} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \dots\dots\dots (2 - 55)$$

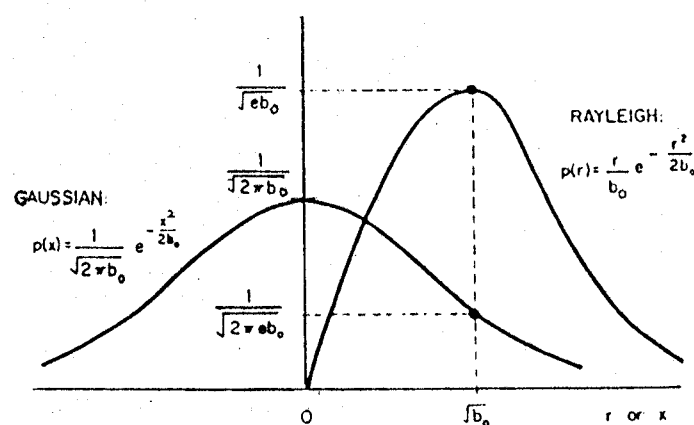
yang merupakan formula kerapatan Rayleigh. Kerapatan Rayleigh dan Gaussian dilukiskan dalam gambar 2.7. Fungsi distribusi kumulatif untuk T_c atau T_s adalah ¹³⁾ :

¹³⁾ Ibid, hal. 18.

$$p [x \leq X] = \int_{-\infty}^x p(x) dx = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2b}} \right) \right] \dots\dots\dots (2 - 56)$$

dimana error function (erf) didefinisikan oleh :

$$\operatorname{erf} (y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y e^{-t^2} dt \dots\dots\dots (2 - 57)$$



GAMBAR 2.7 ¹⁴⁾

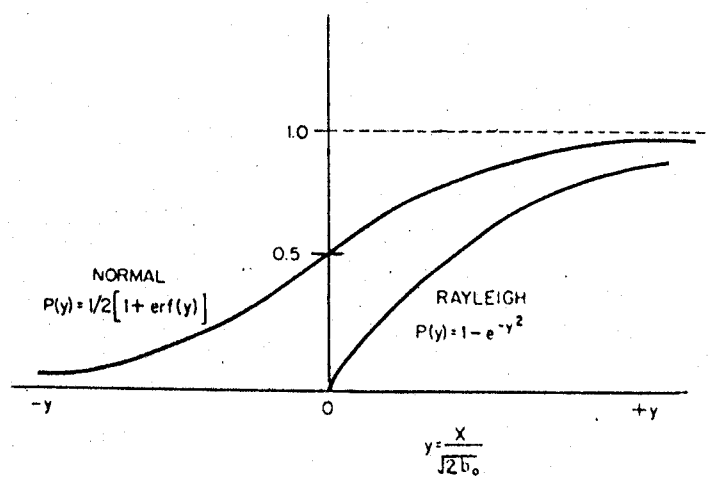
FUNGSI KERAPATAN PROBABILITAS RAYLEIGH DAN GAUSSIAN

Dengan cara yang sama untuk selubung sinyal adalah :

$$p [r \leq A] = \int_{-\infty}^A p(r) dr = 1 - e^{-A^2/2b} \dots\dots\dots (2 - 58)$$

Fungsi - fungsi distribusi ini digambarkan dalam gambar 2.8.

¹⁴⁾ Ibid, hal. 17.



GAMBAR 2.8 ¹⁵⁾

DISTRIBUSI KUMULATIF RAYLEIGH DAN NORMAL

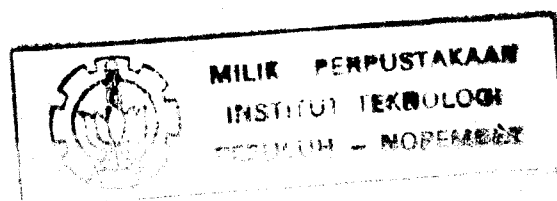
¹⁵⁾ Ibid, hal. 18.

beberapa variabel yang dapat menghambur, memantul, dan disipasi energi sinyal yang dipropagasikan. Pengaruhnya menghasilkan lintasan jamak. Jika terjadi, hal ini mempengaruhi panjang waktu bagian diskrit dari sinyal informasi dan dapat mengotori sinyal. Fenomena ini disebut sebagai delay spread. Juga, arah datang dua frekuensi yang berjarak rapat dengan perbedaan time - delay spread dapat menyebabkan dua sinyal multipath terkorelasi. Perbedaan frekuensi maksimum diantara frekuensi - frekuensi yang mempunyai kemampuan kuat untuk terkorelasi disebut sebagai coherent bandwidth dari lintasan transmisi radio mobil. Korelasi koheren dapat dihilangkan dengan menentukan frekuensi kanal tertentu atas dasar distribusi frekuensi dan pemisah geografis.

II.2. LINTASAN RUANG BEBAS

Lintasan transmisi ruang bebas merupakan lintasan garis lurus, dalam ruang hampa atau atmosfer ideal dan bebas dari semua objek yang dapat menyerap atau memantulkan energi gelombang elektro magnetik.

Bila antena yang dipakai pada transmisi gelombang radio antara dua titik dalam ruang bebas adalah isotropis dan dipisahkan pada jarak d meter, maka kerapatan daya rata - rata P_0 , dengan daya radiasi dari antena pemancar P_t watt (antena isotropis dengan efisiensi 100%) adalah :



$$P_o = \frac{P_t}{4 \pi d^2} \dots\dots\dots (2 - 1)$$

dimana : P_t = daya pancar (watt)

P_o = kerapatan daya penerima (watt / m²)

d = jarak antara pemancar dan penerima (m)

Rumus di atas menjelaskan bahwa daya sebesar P_t dipancarkan secara radial ke seluruh volume bola dengan jari - jari sebesar d , sehingga kerapatan daya pada jarak tertentu adalah daya total yang dilingkupi oleh kulit bola tersebut dibagi dengan luasan seluruh kulit bola.

Intensitas medan ruang bebas E_o pada jarak d meter dari antenna pemancar diberikan sebagai berikut¹⁾:

$$E_o = \frac{\sqrt{30 g_t P_t}}{d} \quad \text{v/m} \quad (2 - 2)$$

Jika kita tinjau penguatan (gain) antenna berikut ini :

$$G = \frac{4 \pi}{\lambda^2} A_{eff} \dots\dots\dots (2 - 3)$$

dimana : G = penguatan antenna

A_{eff} = luas tangkap antenna (apperture) (m²)

Maka daya yang diterima pada penerima adalah :

$$P_r = P_o (A_{eff})_r G_t \dots\dots\dots (2 - 4)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (2 - 3) dan (2 - 1) ke dalam persamaan (2 - 4) didapat rumus untuk menghitung daya yang diterima :

¹⁾ Kenneth Bullington, "IEEE Transaction On Vehicular Technology Vol. VT-26, No 4 November 1977, hal. 295.

$$P_r = P_t G_t G_r \left[\frac{\lambda}{4 \pi d} \right]^2 \quad (2 - 5)$$

dimana : P_r = daya yang diterima (watt)

P_t = daya yang dipancarkan (watt)

G_t = gain antenna pemancar (dB)

G_r = gain antenna penerima (dB)

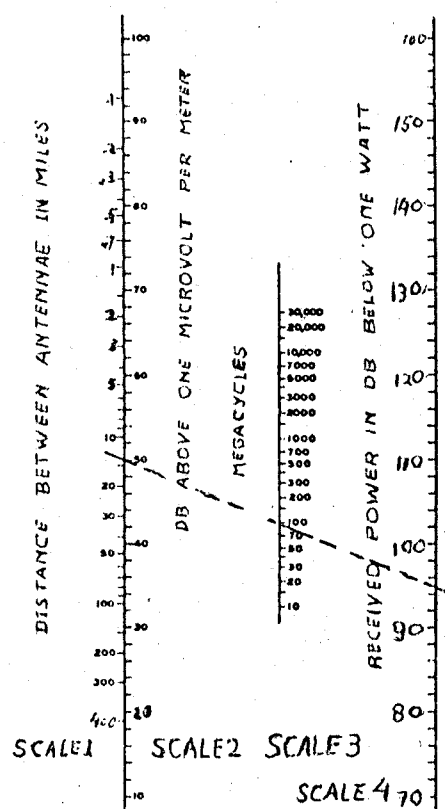
λ = panjang gelombang (m)

d = jarak antara pemancar dan penerima (m)

II.2.1. INTENSITAS MEDAN RUANG BEBAS

Antena dipole pendek atau dipole yang panjang seluruh fisiknya adalah pendek dibanding dengan $\lambda/2$, mempunyai gain $g_t = 1,5$ atau (1,76 dB), dan dipole $\lambda/2$ mempunyai gain $g_t = 1,64$ atau (2,15 dB) dalam arah radiasi maksimum. Sedangkan dalam arah radiasi yang lain medannya berkurang sesuai dengan pola antenna ruang bebas yang didapatkan dari teori atau pengukuran. Sesuai dengan hal tersebut, maka intensitas medan ruang bebas E_o pada persamaan (2 - 2) dalam arah tegak lurus pada dipole $\lambda/2$ menjadi :

$$E_o = \sqrt{\frac{30 \cdot 1,64 \cdot P_t}{d}} \approx 7 \sqrt{\frac{P_t}{d}} \text{ v/m} \quad (2 - 6)$$



GAMBAR 2.1. ²⁾

INTENSITAS MEDAN RUANG BEBAS DAN DAYA YANG DITERIMA DENGAN MENGGUNAKAN ANTENA DIPOLE $\lambda/2$ DAN DAYA RADIASI 1W.

Intensitas medan dalam satuan $\mu\text{V/m}$ dengan daya yang diradiasikan sebesar 1 watt yang digambarkan pada skala 2

²⁾ Ibid, hal. 296

dari gambar 2.1 , merupakan fungsi jarak yang dinyatakan dalam mile (ditunjukkan pada skala 1).

Untuk daya P watt yang diradiasikan, maka faktor koreksi untuk intensitas medan atau daya adalah $10 \log P$ (dB). Contoh: Intensitas medan ruang bebas pada jarak 100 mil dari antenna dipole $\lambda/2$ yang meradiasikan daya 1 watt adalah $33 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ (sekitar $45 \mu\text{V/m}$) Bila daya yang diradiasikan adalah 50 watt (17 dBw), maka intensitas medan yang diterima adalah $33 + 17 = 50 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ (sekitar $315 \mu\text{V/m}$). Di sini terlihat bahwa intensitas medan berhubungan dengan kerapatan energi dari gelombang radio pada antenna penerima tetapi tidak tergantung pada jenis antenna penerima.

II.2.2. HUBUNGAN ANTARA DAYA YANG DITERIMA DENGAN DAYA YANG DIPANCARKAN

Daya maksimum P_r yang dapat diberikan pada penerima yang matched dinyatakan dengan ³⁾:

$$P_r = \left[\frac{E \lambda}{2 \pi} \right]^2 \frac{g_r}{120} \text{ watt} \quad (2-7)$$

dimana :

E = Intensitas medan yang diterima dalam V/m

λ = panjang gelombang dalam meter

³⁾ Ibid, hal. 296.

g_r = rasio penguatan daya dari antenna penerima

Hubungan antara daya yang diterima dengan intensitas medan yang diterima ditunjukkan oleh skala 2-4 dalam gambar 2.1 untuk antenna dipole $\lambda/2$.

Contoh : daya maksimum pada 100 Mhz yang dapat diambil oleh dipole $\lambda/2$ dalam medan $50 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ adalah -95 dBw .

Hubungan umum untuk rasio dari daya yang diterima terhadap daya yang diradiasikan ditentukan dari persamaan (2 - 2) dan (2 - 7) adalah sebagai berikut:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{\lambda}{4 \pi d} \right]^2 g_t g_r \left[\frac{E}{E_o} \right]^2 \quad (2 - 8)$$

Bila antenna pemancar dan penerima adalah dipole $\lambda/2$, maka rasio transfer daya adalah :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{1,64 \lambda}{4 \pi d} \right]^2 \left[\frac{E}{E_o} \right]^2 \quad (2 - 9)$$

Untuk transmisi ruang bebas (E/ E_o) = 1.

II.3. PHENOMENA MULTIPATH FADING

Fading lintasan jamak (multipath fading) sering terjadi dalam medium komunikasi radio mobil dan oleh karena itu, phenomena tersebut perlu diperhatikan dalam merencanakan sistem komunikasi radio mobil.

Untuk mengevaluasi secara kuantitatif sinyal radio .

mobil, maka perlu terlebih dahulu menentukan sifat - sifat sinyal pembawa $S_o(t)$, yang dapat dinyatakan dalam beberapa bentuk persamaan kompleks seperti berikut ini :

$$S_o(t) = a_o \exp \left[j (\omega_o t + \phi_o) \right] \dots\dots\dots (2 - 10)$$

$$S_{o1}(t) = \text{Re} \left\{ a_o \exp \left[j (\omega_o t + \phi_o) \right] \right\} \quad (2 - 11)$$

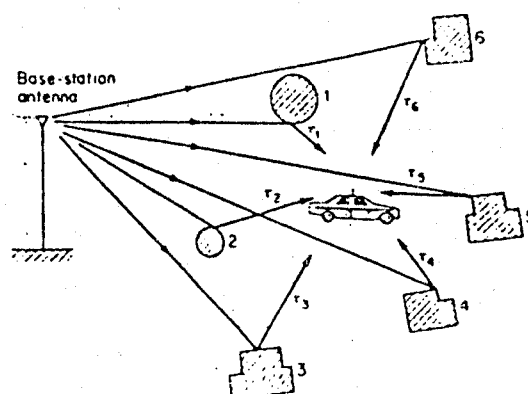
$$S_{o2}(t) = a_o \cos (\omega_o t + \phi_o) \dots\dots\dots (2 - 12)$$

tiga persamaan tersebut dapat digunakan untuk menganalisa sinyal pembawa $S_o(t)$ yang dipancarkan dari stasiun induk dimana a_o menyatakan amplitudo dan ϕ_o menyatakan phase, a_o dan ϕ_o dianggap konstan. Frekwensi sudut $\omega_o = 2 \pi f_o$, dengan f_o menyatakan frekuensi pembawa. Phenomena fading lintasan jamak yang dibicarakan dalam paragraf berikut ini dibedakan dalam tiga keadaan, yaitu :

- (a) Mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama tidak bergerak.
- (b) Mobil unit diam dan scatter di sekitarnya bergerak.
- (c) Mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama bergerak.

- (a) Untuk keadaan yang pertama dimana mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama diam.

Secara teoritis perubahan lintasan sinyal dari semua scatter menuju mobil unit dapat diidentifikasi sebagaimana dilukiskan dalam gambar 2.2.

GAMBAR 2.2.⁴⁾

PHENOMENA MULTIPATH

Sinyal $S(t)$ yang diterima mobil unit berasal dari N lintasan sinyal dan dapat dinyatakan sebagai berikut :

$$S(t) = \sum_{i=1}^N a_i S_o(t - \tau_i) \dots \dots \dots (2 - 13)$$

waktu propagasi total untuk lintasan ke i dapat dinyatakan dengan persamaan sebagai berikut :

$$\tau_i = \bar{\tau} + \Delta \tau_i \dots \dots \dots (2 - 14)$$

dimana $\Delta \tau_i$ adalah delay tambahan relatif pada lintasan ke i dan a_i adalah faktor redaman untuk lintasan tersebut.

Sedangkan $\bar{\tau}$ didefinisikan dengan :

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tau_i \dots \dots \dots (2 - 15)$$

Jika kita substitusikan $S_o(t - \tau_i)$ dari persamaan (2 - 13) sebagai pengganti $S_o(t)$ dalam persamaan (2 - 10), maka :

⁴⁾ W. C. Y. Lee, "Mobile Communications Engineering", McGraw - Hill, 1982, hal. 27.

$$S(t) = X(t-\bar{\tau}) \exp \left[j 2 \pi f_o (t-\bar{\tau}) + j \phi_o \right] \cdots (2-16)$$

dimana selubung $X(t)$ dari sinyal $S(t)$ dinyatakan oleh :

$$X(t) = a_o \left[\sum_{i=1}^N a_i \exp (-j2\pi f \Delta \tau_i) \right] \cdots (2-17)$$

dengan a_o konstan. Persamaan (2 - 17) tersebut menyatakan fenomena lintasan jamak. Karena persamaan tersebut tak tergantung waktu, maka $X(t)$ juga konstan terhadap waktu. Dari uraian tersebut dapat disimpulkan bahwa selubung sinyal $S(t)$ tak berubah selama mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama tak bergerak.

- (b) Dalam kondisi yang kedua yaitu mobil unit diam dan scatter di sekitarnya bergerak.

Waktu tunda τ_i dan faktor redaman a_i berbeda dalam setiap saat sepanjang lintasan ke i . Dengan kondisi tersebut, maka sinyal $S(t)$ dalam persamaan (2 - 13) berubah menjadi :

$$S(t) = X(t) \exp (j\phi_o) \exp (j2\pi f_o t) \cdots (2-18)$$

dimana

$$X(t) = \sum_{i=1}^N a_o a_i(t) \exp [-j2\pi f_o \tau_i(t)] \cdots (2-19)$$

Anggap

$$R = \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos [2\pi f_o \tau_i(t)] \dots\dots\dots(2 - 20)$$

$$S = \sum_{i=1}^N a_i(t) \sin [2\pi f_o \tau_i(t)] \dots\dots\dots(2 - 21)$$

$$\text{maka } X(t) = a_o \{ R - jS \}$$

$$= A(t) \exp [-j\psi(t)] \dots\dots\dots(2 - 22)$$

dimana amplitudo dan phase sinyal $X(t)$ dinyatakan dengan variabel yang tergantung waktu :

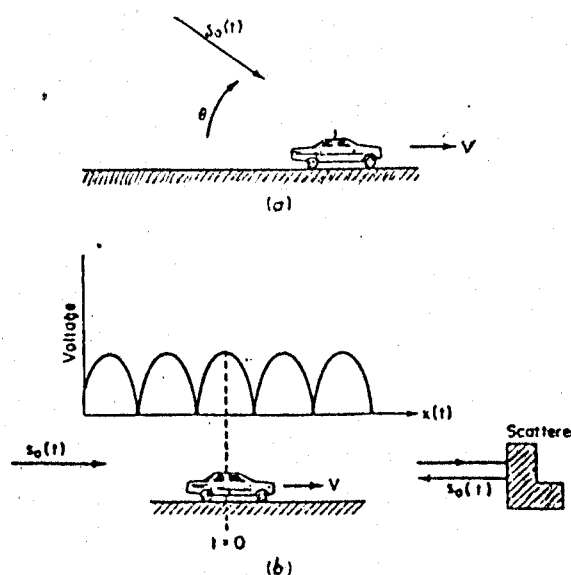
$$A(t) = a_o \sqrt{R^2 + S^2} \dots\dots\dots(2 - 23)$$

$$\text{dan} \quad \psi(t) = \operatorname{tgn}^{-1} \frac{S}{R} \dots\dots\dots(2 - 24)$$

Karena dalam kenyataannya tidak mungkin untuk mengisolasi dan menentukan masing - masing lintasan gelombang pantul bila scatter - scatter bergerak, maka digunakan analisa statistik untuk variabel - variabel yang tergantung waktu ($A(t)$ dan $\psi(t)$).

Dengan menganggap mobil unit bergerak, maka ada 3 hal yang harus diperhatikan :

- (1) Tidak ada scatter.
- (2) Ada scatter tunggal.
- (3) Ada banyak scatter.

GAMBAR 2.3.⁵⁾

- a) EFEK DOPPLER.
b) FADING KARENA GELOMBANG BERDIRI.

di sekitar mobil unit. Selanjutnya, anggap bahwa mobil unit berjalan dalam arah sumbu x positif dengan kecepatan V dan menerima sinyal yang membentuk sudut terhadap sumbu x , seperti yang dilukiskan dalam gambar 2.3.a.

Sinyal $S(t)$ yang diterima adalah :

$$S(t) = a_0 \exp [j (\omega_0 t + \phi_0 - \beta V t \cos \theta)] \quad (2 - 25)$$

dimana $\beta = 2\pi / \lambda$, dengan λ adalah panjang gelombang sinyal yang dipancarkan. Perubahan frekuensi diberikan sebagai akibat gerakan mobil dan dikenal sebagai efek Doppler. Besarnya frekuensi Doppler ini adalah :

⁵⁾ Ibid, hal. 29.

$$f_d = f_m \cos \theta \dots\dots\dots (2 - 26)$$

dimana $f_m = V / \lambda$ adalah frekwensi Doppler maksimum. Frekwensi Doppler f_d bisa positif atau negatif tergantung pada sudut datang θ .

Untuk mengerti efek phenomena multipath, maka perlu mengetahui konsep gelombang berdiri yang dipakai dalam gelombang radio. Bila sinyal radio datang dari suatu arah dan dipantulkan oleh scatter pemantul dalam arah yang berlawanan seperti dalam gambar 2.3.b, maka sinyal resultan yang diterima mobil unit yang bergerak dengan kecepatan konstan V (dengan menganggap sudut datang $\theta = 0$ untuk kemudahan perhitungan) adalah ⁶⁾:

$$S(t) = a_o \exp [j(\omega_o t + \phi_o - \beta Vt)] - a_o \exp [j(\omega_o t + \phi_o \dots\dots \\ + \beta Vt - \omega_o \tau)]$$

$$S(t) = -j2a_o \sin \left[\beta Vt - \frac{\omega_o t}{2} \right] \exp \left[j \left(\omega_o t + \phi_o - \frac{\omega_o \tau}{2} \right) \right] \dots\dots \\ \dots\dots\dots (2 - 27)$$

dimana τ adalah waktu yang diperlukan gelombang untuk berjalan menuju scatter dan kembali menuju garis $t=0$. Selubung pada persamaan (2-27) merupakan pola gelombang berdiri, dan hal ini bisa diartikan sebagai phenomena fading sederhana.

⁶⁾ Ibid, hal. 29.

- (c) Dalam kondisi yang ketiga yaitu mobil unit serta scatter di sekitarnya sama - sama bergerak.

Sinyal resultan yang diterima mobil unit merupakan jumlah dari semua gelombang datang, baik yang datang secara langsung maupun yang berasal dari pantulan - pantulan dengan sudut datang θ_i yang berbeda - beda. Sinyal resultan tersebut dinyatakan oleh persamaan sebagai berikut⁷⁾:

$$S(t) = \sum_{i=1}^N a_o a_i \exp [j(\omega_o t + \phi_o - \beta V t \cos \theta_i + \phi_i)]$$

$$S(t) = A_t \exp (j\psi t) \exp [j(\omega_o t + \phi_o)] \dots\dots\dots (2 - 28)$$

dimana

$$A(t) = \left[\left(a_o \sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i \right)^2 + \left(a_o \sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (2 - 29)$$

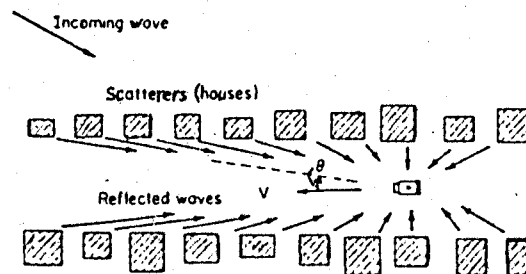
$$\psi_i = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sum_{i=1}^N a_i \sin \psi_i}{\sum_{i=1}^N a_i \cos \psi_i} \dots\dots\dots (2 - 30)$$

$$\text{dan} \quad \psi_i = \phi_i - \beta V t \cos \theta_i \dots\dots\dots (2 - 31)$$

Bila mobil unit berjalan melalui lintasan yang

⁷⁾ Ibid, hal. 30.

banyak terdapat scatter, seperti pada gambar 2.4 , maka



GAMBAR 2.4.⁸⁾

MEKANISME PEMBENTUKAN SINYAL FADING.

komponen utama dari sinyal terima adalah pantulan - pantulan dari scatter di sekitar mobil unit. Phenomena frequency - selective fading juga terjadi dalam keadaan multipath, yang mana fenomena ini dapat menyebabkan a_0 dalam persamaan (2 - 10) menjadi sinyal $a_0(t)$ yang berubah terhadap waktu dengan spektrum kontinyu yang dinyatakan oleh :

$$W_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a_0(t) \exp (-j2\pi ft) dt \cdot \dots\dots\dots (2 - 32)$$

Bila mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama diam, maka sinyal $S(t)$ sama seperti persamaan

⁸⁾ Ibid, hal. 31.

(2 - 16). Namun di sini mobil unit dan scatter di sekitarnya sama - sama bergerak, jadi $X(t)$ pada persamaan (2 - 17) menjadi :

$$X(t) = \sum_{i=1}^N a_i a_o(t-\Delta\tau_i) \exp(-j2\pi f_o \Delta\tau_i) \dots\dots\dots (2 - 33)$$

$$\text{dimana } a_o(t-\Delta\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_o(f) \exp[j2\pi f(t-\Delta\tau)] df$$

$$\dots\dots\dots (2 - 34)$$

Dengan mensubstitusi persamaan (2 - 34) ke dalam persamaan (2 - 33), akan didapatkan :

$$X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_o(f) \left\{ \sum_{i=1}^N a_i \exp[-j2\pi(f+f_o)\Delta\tau_i] \right\} \exp(j2\pi f t) df \dots\dots\dots (2 - 35)$$

$X(t)$ merupakan selubung sinyal terima $S(t)$ dan spektrum kontinyu $X(t)$ yaitu $W(f)$ didefinisikan sebagai berikut :

$$W(f) = \omega_o(f) \cdot H(f) \dots\dots\dots (2 - 36)$$

$H(f)$ adalah fungsi transfer low-pass equivalent dari kanal yang beroperasi dalam medium komunikasi radio mobil. Dengan transformasi Forier balik dari $W(f)$, maka didapatkan $X(t)$:

$$X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) \exp(j2\pi f t) df \dots\dots\dots (2 - 37)$$

Dengan membandingkan persamaan (2 - 37) terhadap persamaan (2 - 43), kita dapatkan $H(f)$:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N a_i \exp[-j2\pi(f+f_o)\Delta\tau_i] \dots\dots\dots (2 - 38)$$

Untuk radio mobil dapat dianggap bahwa :

$$f\Delta\tau_i \leq 1 \dots\dots\dots (2 - 39)$$

Dengan anggapan tersebut, maka persamaan (2 - 38) dapat dikembangkan dengan menggunakan deret Taylor :

$$H(f) = H_1 + jH_2 \dots\dots\dots (2 - 40)$$

dimana
$$H_1 = \sum_{i=1}^N a_i \exp (-j2\pi f_0 \Delta\tau_i) \dots\dots\dots (2 - 41)$$

$$H_2 = -2\pi f \sum_{i=1}^N a_i \Delta\tau_i \exp (-j2\pi f_0 \Delta\tau_i) \dots\dots\dots (2 - 42)$$

Terlihat bahwa H_1 tak tergantung frekwensi dan menyatakan bagian dari fungsi transfer $H(f)$ yang tidak terdistorsi. H_2 tergantung frekwensi dan menyatakan bagian yang terdistorsi dari fungsi transfer $H(f)$. Karena H_2 tergantung frekwensi, maka kuat sinyal yang diterima berubah - ubah sebagai fungsi frekwensi kanal radio mobil. H_2 dapat juga menyebabkan frequency selective fading. Seperti yang ditunjukkan oleh persamaan (2-42), H_2 berubah secara linier dengan frekwensi melalui band radio mobil.

$$\text{Bila } | H_1 | \gg | H_2(f) | \dots\dots\dots (2 - 43)$$

maka phenomena frequency selective fading tidak terjadi.

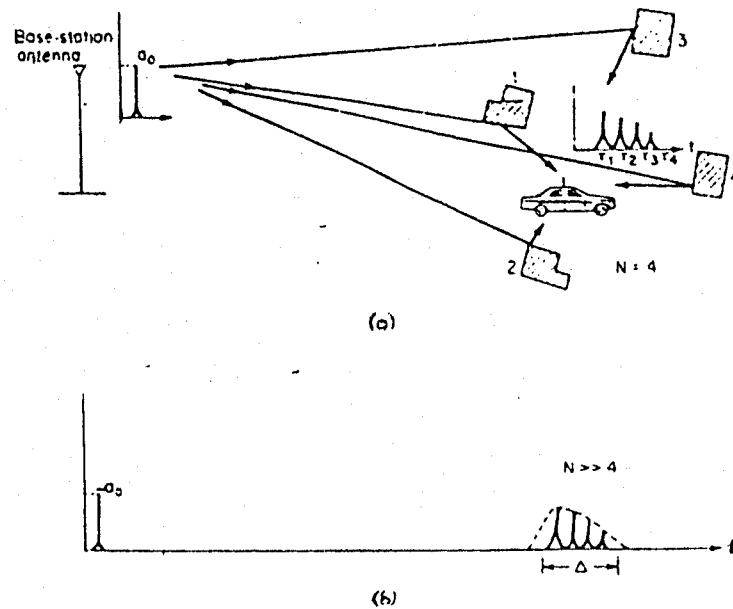
$$\text{Sebaliknya bila } | H_2(f) | > | H_1 | \dots\dots\dots (2 - 44)$$

maka karakteristik frequency selective fading akan terjadi.

II.3.1. DELAY SPREAD

Phenomena delay spread terjadi jika base stasiun memancarkan impulse sinyal $s_0(t) = a_0(t)\delta(t)$ ke mobil

unit dan jika karena multipath scattering impuls sinyal yang diterima berarti diperpanjang. Model untuk keadaan ini ditunjukkan pada gambar 2.5.



GAMBAR 2.5⁹⁾

(a) 4 - SCATTER

(b) N - SCATTER

Sinyal impuls yang diterima pada mobil unit adalah :

$$s(t) = a_0 \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - \tau_i) \cdot e^{j\omega t}$$

$$= E(t) \cdot e^{j\omega t} \dots \dots \dots (2 - 45)$$

⁹⁾ W. C. Y. Lee, " Mobile Communications Engineering ",
hal. 40.

Persamaan diatas menunjukkan barisan impuls diskrit pada frekuensi ω yang mengarah pada penerima mobil seperti ditunjukkan pada gambar 2.5.a. Jika jumlah scatter di sekitar mobil unit naik, impuls diskrit yang ditetrima menjadi pulsa Δ , yang sering disebut delay spread, seperti ditunjukkan pada gambar 2.5.b. Delay spread ini menghasilkan periode tunggu yang menentukan jika pulsa berikutnya dapat dipancarkan oleh base stasiun. Ini membutuhkan kecepatan pensinyalan turun lebih rendah hingga periode yang cukup kecil dari $1/\Delta$, untuk mencegah interferensi antar simbol dalam keadaan Rayleigh fading.

Dari literatur didapat hasil pengukuran menunjukkan bahwa delay spread Δ lebih panjang dalam daerah urban dibanding daerah suburban. Waktu delay maksimum, diukur 30 dB dibawah level tertinggi selubung dapat sebanyak 12 μ s keatas panjang lintasan delay 4 km dalam daerah urban. Delay spread rata-rata Δ untuk daerah suburban adalah 0,5 μ s. Karena itu kecepatan pensinyalan yang melebihi 2 MHz akan menyebabkan interferensi antar simbol jika tanpa diversity. Multipath fading menyebabkan unjuk kerja menurun, maka kecepatan pensinyalan harus kurang dari 2 MHz. Penurunan kecepatan dibutuhkan jika kecepatan bit-error pada penerima menurun. Secara umum, delay spread dapat dianggap bebas dari frekuensi pemancaran.

II.3.2. COHERENCE BANDWIDTH

Adanya perbedaan time delay pada dua sinyal fading dengan jarak frekuensi yang rapat dapat menyebabkan dua sinyal menjadi terkorelasi. Perbedaan frekuensi dari dua sinyal yang terkorelasi tersebut tergantung pada delay spread Δ . Interval frekuensi ini disebut "coherence" atau "corelation" bandwidth (B_c), seperti gambar 2.6.

Definisi coherence bandwidth biasanya didasarkan pada adanya korelasi, yang ditentukan secara subyektif, atas dua sinyal yang terkorelasi, dan didefinisikan oleh :

$$B_c \approx \frac{1}{8 \Delta} \dots\dots\dots (2 - 46)$$

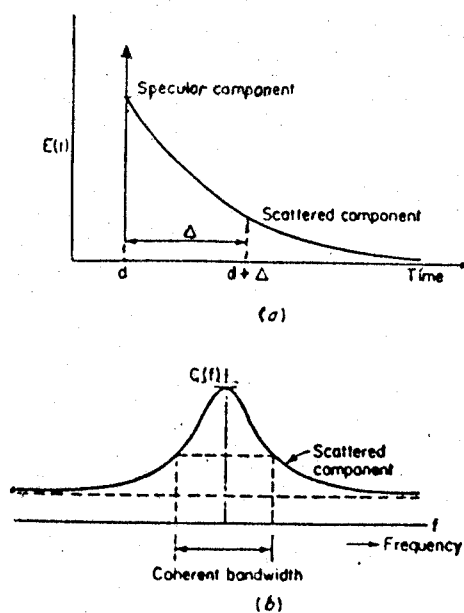
Coherence bandwidth untuk panjang lintasan mendekati 2 hingga 4 km dalam daerah 100 khz hingga 1 Mhz, berubah - ubah berbanding terbalik dengan jumlah multipath yang ada dalam radio mobil.

Untuk sistem modulasi amplitudo, didasarkan pada korelasi amplitudo yang sama dengan 0,5 maka :

$$B_c = \frac{1}{2\pi\Delta} \dots\dots\dots (2 - 47)$$

dan untuk sistem modulasi sudut, didasarkan pada korelasi phase yang sama dengan 0,5 maka :

$$B_c = \frac{1}{4\pi\Delta} \dots\dots\dots (2 - 48)$$

GAMBAR 2.6¹⁾

MODEL TANGGAPAN KANAL IMPULSE
 (a) MODEL PRESENTASI (b) CORRECTION FUNCTION

persamaan (2 - 46) bisa didapatkan dengan mengambil harga rata - rata dari persamaan (2 - 47) dan (2 - 48). Persamaan (2 - 46) digunakan jika sistem modulasi tidak diketahui.

II.4. PROBABILITAS DARI LEVEL SINYAL YANG DITERIMA

Bila sinyal yang ditransmisikan terpolarisasi vertikal, maka komponen medan yang diterima mobil

¹⁾ Ibid, hal. 45.

adalah¹¹⁾ :

$$E_z = E_o \sum_{n=1}^N c_n \cos (\omega_c t + \theta_n) ,$$

$$H_x = - \frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N c_n \sin \alpha_n \cos (\omega_c t + \theta_n) ,$$

$$H_y = \frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N c_n \cos \alpha_n \cos (\omega_c t + \theta_n) , \quad (2 - 47)$$

dimana : $\theta_n = \omega_n t + \phi_n$

ω_c = frekuensi gelombang pembawa

$E_o c_n$ = amplitudo (real) dari gelombang ke n.

Menurut Rice, E_z dapat dituliskan dengan¹²⁾ :

$$E_z = T_c(t) \cos \omega_c t - T_s(t) \sin \omega_c t \cdots \cdots (2 - 48)$$

dimana :

$$T_c(t) = E_o \sum_{n=1}^N c_n \cos (\omega_c t + \phi_n) , \cdots \cdots (2 - 49)$$

$$T_s(t) = E_o \sum_{n=1}^N c_n \sin (\omega_c t + \phi_n) , \cdots \cdots (2 - 50)$$

merupakan proses random Gaussian, yang mana $T_c(t)$ merupakan komponen phase dari E_z , sedangkan $T_s(t)$ adalah komponen kwadratur dari E_z .

Untuk t tetap, $T_c(t)$ dinyatakan dengan T_c , dan $T_s(t)$ dengan T_s . T_c dan T_s mempunyai rata - rata (mean)

¹¹⁾ Jakes, W. C, Jr, Microwave Mobile Communications, John Wiley & Sons, Inc, 1974 hal. 15.

¹²⁾ Ibid.

= 0 dan variannya sama :

$$\langle T_c^2 \rangle = \langle T_s^2 \rangle = \frac{E_o^2}{2} = \langle |E_z|^2 \rangle \dots\dots (2 - 51)$$

Tanda kurung menunjukkan rata - rata ensemble melalui α_n , ϕ_n , dan c_n . T_c dan T_s tidak berkorelasi oleh karena itu, maka independent :

$$\langle T_c T_s \rangle = 0 \dots\dots\dots (2 - 52)$$

Karena T_c dan T_s Gaussian, maka mempunyai kerapatan probabilitas yang berbentuk :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi b}} \exp\left(-\frac{x^2}{2b}\right), \dots\dots\dots (2 - 53)$$

dimana $b = E_o^2 / 2$ yang merupakan daya rata - rata dan x menunjukkan T_c atau T_s .

Persamaan untuk selubung E_z adalah :

$$r = \sqrt{(T_c^2 + T_s^2)} \dots\dots\dots (2 - 54)$$

dan Rice telah menunjukkan bahwa kerapatan probabilitas r adalah :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{b} e^{-r^2/2b} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \dots\dots\dots (2 - 55)$$

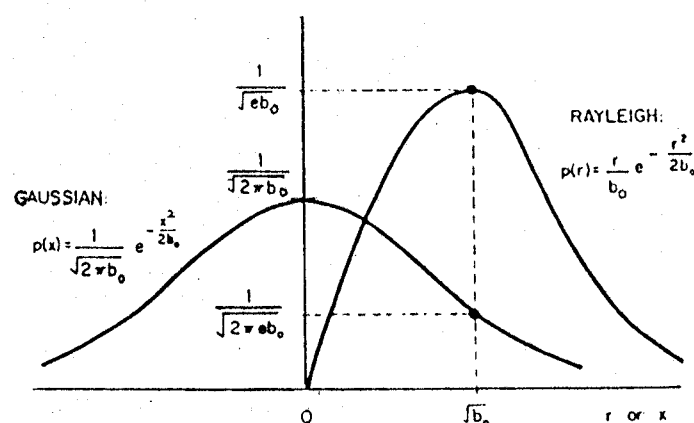
yang merupakan formula kerapatan Rayleigh. Kerapatan Rayleigh dan Gaussian dilukiskan dalam gambar 2.7. Fungsi distribusi kumulatif untuk T_c atau T_s adalah ¹³⁾ :

¹³⁾ Ibid, hal. 18.

$$p [x \leq X] = \int_{-\infty}^x p(x) dx = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2b}} \right) \right] \dots\dots\dots (2 - 56)$$

dimana error function (erf) didefinisikan oleh :

$$\operatorname{erf} (y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y e^{-t^2} dt \dots\dots\dots (2 - 57)$$



GAMBAR 2.7 ¹⁴⁾

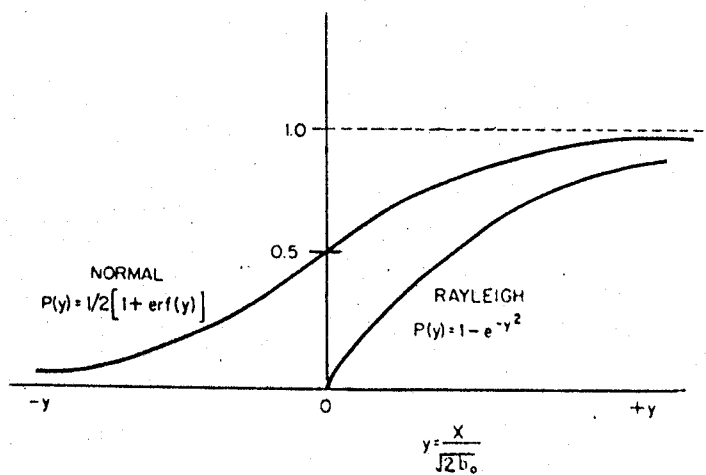
FUNGSI KERAPATAN PROBABILITAS RAYLEIGH DAN GAUSSIAN

Dengan cara yang sama untuk selubung sinyal adalah :

$$p [r \leq A] = \int_{-\infty}^A p(r) dr = 1 - e^{-A^2/2b} \dots\dots\dots (2 - 58)$$

Fungsi - fungsi distribusi ini digambarkan dalam gambar 2.8.

¹⁴⁾ Ibid, hal. 17.



GAMBAR 2.8 ¹⁵⁾

DISTRIBUSI KUMULATIF RAYLEIGH DAN NORMAL

¹⁵⁾ Ibid, hal. 18.

BAB III

TEKNIK DIVERSITY

III.1. METODE TEKNIK DIVERSITY

Teknik diversity adalah suatu sistem untuk mengurangi fading kuat. Salah satu penyebab fading kuat adalah propagasi lebih dari satu jalur atau disebut " multipath propagation " dan fadingnya disebut " multipath fading ", seperti yang telah dijelaskan dalam bab 2. Keberhasilan dari teknik diversity ini tergantung pada derajat tidak berkorelasinya sinyal - sinyal pada cabang (branch) diversity yang berbeda.

Dalam teknik diversity ada beberapa macam metode, namun dalam pembahasan di sini, yang dipilih adalah frequency diversity, space diversity, dan time diversity.

III.1.1. FREQUENCY DIVERSITY

Dalam sistem ini untuk mencapai cabang diversity yang independent, sinyal informasi dipancarkan dengan menggunakan frekwensi yang berbeda. Perbedaan frekwensi harus cukup, sehingga fading pada frekwensi yang

berlainan tidak berkorelasi.

Coherence bandwidth dapat digunakan untuk menjelaskan derajat korelasi yang ada diantara frekwensi - frekwensi pemancaran. Dalam coherence bandwidth, frequency - selective fading dianggap tidak berpengaruh pada transmisi informasi itu sendiri.

Untuk perbedaan frekwensi sampai beberapakali coherence bandwidth, maka sinyal fading dianggap tidak berkorelasi. Pengukuran dalam radio mobil menunjukkan bahwa coherent bandwidth berada pada orde 500 khz, jadi untuk frequency diversity, perbedaan cabang (branch) terendah akan mencapai 1 sampai 2 Mhz¹⁾.

III.1.2. SPACE DIVERSITY

Space diversity adalah suatu sistem diversity dimana menggunakan satu antena pemancar dan satu frekwensi kerja dengan 2 antena penerima atau lebih (M).

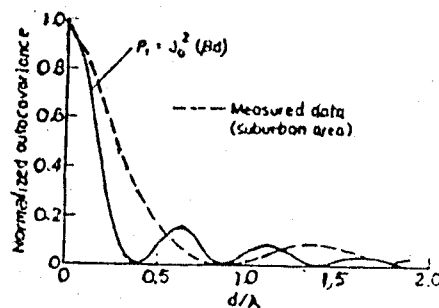
Antara antena penerima yang satu dengan yang lain mempunyai jarak tertentu, sehingga sinyal -sinyal yang diterima masing - masing antena tidak berkorelasi. Masing - masing dari M antena dalam susunan diversity array akan memberikan sebuah sinyal independent pada combiner diversity M - cabang yang berperan sebagai penggabung sinyal - sinyal, supaya dihasilkan sinyal yang terbaik.

¹⁰⁾ Ibid, hal. 312.

Koefisien korelasi $\rho_r(d)$ untuk jarak pisah antar antena d , bisa ditentukan dari koefisien auto korelasi $\rho_r(\tau)$ untuk selisih waktu τ dan kecepatan konstan V yaitu¹⁷⁾ :

$$\rho_r(d) = \rho_r(\tau) = J_0^2(\beta V \tau) = J_0^2(\beta d) \dots\dots\dots (3 - 1)$$

Untuk distribusi sudut yang serbasama dari gelombang datang, maka harga nol pertama dari $J_0^2(\beta d)$ adalah pada $d = 0,4 \lambda$, seperti yang ditunjukkan dalam gambar 3.1. Setelah nol pertama, koefisien korelasi naik



GAMBAR 3.1¹⁸⁾

KOEFISIEN AUTO KORELASI LAWAN SPASI ANTENA UNTUK DISTRIBUSI SUDUT YANG SEBA SAMA

lagi. Hasil pengukuran menunjukkan bahwa jarak d yang berhubungan dengan nol pertama dari $\rho_r(d)$ adalah $0,8 \lambda$ di daerah suburban dan untuk daerah urban lebih kecil dari jarak tersebut.

¹⁷⁾ William C. Y. Lee, "Mobile Communications Engineering", McGraw-Hill, 1982, hal. 275.

¹⁸⁾ Ibid, HAL. 276.

Umumnya jarak $d = 0,5 \lambda$ dapat digunakan untuk mendapatkan dua sinyal yang tidak berkorelasi pada mobil unit. Berdasarkan kenyataan, selama koefisien korelasi kurang dari 0,2, maka dua sinyal dianggap tidak berkorelasi.

III.1.3. TIME DIVERSITY

Teknik time diversity digunakan untuk transmisi data digital melalui kanal fading. Dalam time diversity data yang sama dikirim melalui kanal pada interval waktu dalam orde yang berkebalikan dengan baseband fade rate ($f_b = 2f_m$).

Dalam radio mobil, kebalikan dari kecepatan fading (fade rate) dinyatakan dengan¹⁹⁾:

$$\tau_s \geq \frac{1}{2f_m} = \frac{1}{2(V/\lambda)} \dots\dots\dots (3 - 2)$$

Untuk kecepatan kendaraan 60 mil / jam dan frekwensi transmisi sebesar 1 Ghz, maka perbedaan waktu yang dibutuhkan oleh 2 sinyal adalah 5 ms. Kecepatan fading berkurang bila perbedaan waktu yang diberikan bertambah. Kanal diversity jamak (multiple) dapat diberikan oleh transmisi sampel sinyal secara berturut - turut dalam masing - masing time - slot. Kecepatan penyampelan untuk transmisi suara kanal tunggal adalah $2 \times 4 \text{ khz} = 8 \text{ khz}$. Untuk diversity M - cabang, kecepatan penyampelan harus

¹⁹⁾ Ibid, hal. 287.

M x 8 khz. Karena delay - spread transmisi biasanya kurang dari 20 μ s ; yaitu lebih kecil dari kebalikan kecepatan penyampelan :

$$f_s < \frac{1}{\Delta} , \dots\dots\dots (3 - 3)$$

maka kecepatan penyampelan tidak terikat oleh time - delay spread. Namun perbedaan waktu minimum antar sampel, yang ditunjukkan dalam persamaan (3 - 2) dapat menyebabkan masalah yang serius, karena f_m adalah frekwensi Doppler yang besarnya adalah $f_m = V / \lambda$.

Bila kendaraan diam, maka $V = 0$ dan $f_m = 0$. Ini berarti bahwa perbedaan waktu tak terhingga, oleh karena itu time diversity tak bermanfaat bila kendaraan diam.

III.2. FAKTOR PERBAIKAN (IMPROVEMENT FACTOR)

Bila suatu pesawat penerima mempunyai harga sensitivitas pada level tertentu, sedangkan pada suatu saat level sinyal di bawah level tersebut, maka pada waktu pesawat penerima tidak bisa menerima disebut " outage time ".

Parameter outage atau unavailability diberi simbol U, sedangkan lawannya yaitu availability diberi simbol A. Dimana $A = 1 - U$. Harga A yang dinyatakan dalam persen disebut dengan reliability.

Untuk sistem non - diversity, maka unavailability (U_{ndp}) yang sama dengan probabilitas fading

sesungguhnya dan dengan fade margin F adalah ²⁾:

$$U_{ndp} = a \times b \times 1,25 \times 10^{-6} \times f^{1,5} \times D^3 \times 10^{-F/10}$$

.....(3 - 4)

dimana f : frekwensi dalam Ghz

D : panjang lintasan dalam mil

F : fade margin dalam dB

a : konstanta untuk daerah

= 4 untuk daerah yang halus (termasuk permukaan air)

= 1 untuk daerah rata - rata dengan sedikit kekasaran.

= 1/4 untuk daerah pegunungan.

b = konstanta untuk faktor iklim

= 1/2 untuk daerah yang lembab atau panas

= 1/4 untuk daerah rata - rata atau normal.

= 1/8 untuk pegunungan atau kering.

Pengaruh dari kondisi daerah dan faktor iklim yaitu ($a \times b$) mempunyai harga maksimum $4 \times 1/2 = 2$, terjadi pada daerah lintasan yang sangat halus dan beriklim lembab atau sangat panas, serta berharga minimum $1/4 \times 1/8 = 0,031$ yang terjadi pada lintasan pegunungan atau sangat kasar dan kering. Sedangkan untuk daerah rata - rata dengan sedikit kekasaran, akan berharga 0,25.

Unavailability atau outage time dari sistem dengan

20) Robert F. White, "Engineering considerations for Microvave Communications Systems", San Carlos, California, June, 1970, hal 60.

diversity (U_{div}) sama dengan unavailability tanpa diversity dibagi dengan faktor improvement :

$$U_{div} = \frac{U_{ndp}}{I} \dots\dots\dots (3 - 5)$$

dimana I adalah faktor improvement dari mode diversity yang digunakan.

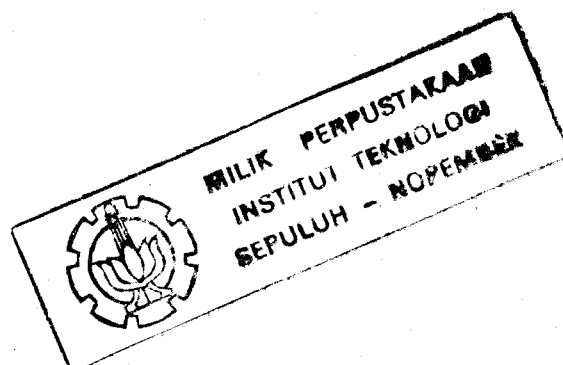
Diversity improvement sering digunakan untuk menjelaskan kegunaan dari beberapa konfigurasi diversity.. Adapun derajat perbaikan yang diberikan oleh konfigurasi diversity tersebut tergantung pada derajat korelasi antara sinyal - sinyal fading.

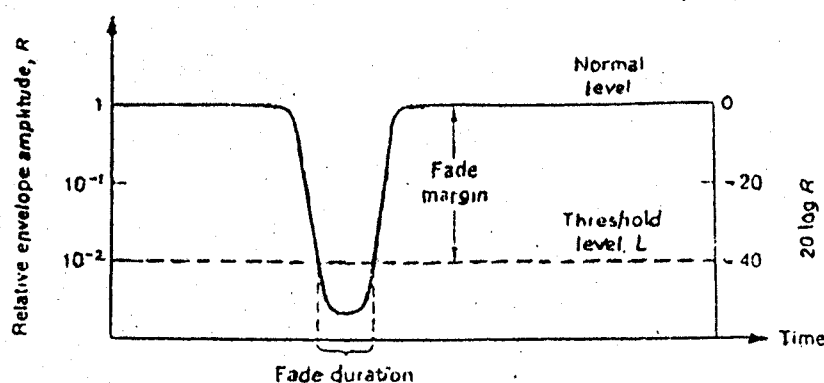
Untuk mendapatkan diversity improvement, kita mulai dengan fungsi distribusi probabilitas Rayleigh gabungan, untuk menjelaskan korelasi fading antara sinyal - sinyal diversity, yang diberikan oleh ²¹⁾:

$$p (R_1 < L , R_2 < L) \approx \frac{L^4}{1 - k^2} \dots\dots\dots (3 - 6)$$

untuk $L < 0,1$. Dimana R_1 dan R_2 adalah level sinyal diversity untuk kanal 1 dan kanal 2, dan k^2 adalah koefisien korelasi. Untuk R dan L bisa dilihat dalam gambar 3.2.

²¹⁾ David R. Smith, "Digital Radio Systems, Digital Transmission System", New york, 1985, hal. 382.



GAMBAR 3.2²²⁾:

DEFINISI FADING

III.2.1. FAKTOR PERBAIKAN FREQUENCY DIVERSITY

Dengan menggunakan data - data hasil percobaan dan model matematika, maka Vigants dan Pursley mendapatkan faktor improvement untuk frequency diversity sebagai berikut²³⁾:

$$I_{fd} = \left[\frac{50}{f_D} \right] \left[\frac{\Delta f}{f} \right] 10^{\frac{F}{10}}, \quad (3 - 7)$$

dimana : f = frekuensi (Ghz)

Δf = selisih frekwensi (Ghz)

F = fade margin (db)

²²⁾ Ibid.

²³⁾ Op. cit. hal. 388.

$$= - 20 \log L.$$

D = panjang lintasan (mil)

III.2.2. FAKTOR PERBAIKAN SPACE DIVERSITY

Dalam hubungan space diversity, Vigants memberikan persamaan untuk koefisien korelasi k^2 sebagai berikut :

$$k^2 = 1 - \frac{s^2}{2,75 D \lambda} , \dots\dots\dots (3 - 8)$$

dimana s : spasi antena

D : panjang lintasan

λ : panjang gelombang

s, D, λ dalam satuan yang sama.

Faktor improvement diberikan oleh ²⁴⁾ :

$$I_{sd} = \frac{p (R_1 < L)}{p (R_1 < L , R_2 < L)} \approx \frac{L^2}{L^4 / (1 - k^2)}$$

$$I_{sd} = \frac{1 - k^2}{L^2} \dots\dots\dots (3 - 9)$$

Dengan menggunakan persamaan yang diberikan oleh Vigants untuk k^2 , maka didapatkan :

$$I_{sd} = \frac{s^2}{2,75.D.\lambda.L^2} \dots\dots\dots (3 - 10)$$

Bila D diberikan dalam mil, s dalam feet dan λ didapat dari frekwensi pembawa dalam Ghz, maka I_{sd} dapat

²⁴⁾ Ibid, hal. 387.

dinyatakan dengan²⁵⁾ :

$$I_{sd} = \frac{(7,0 \times 10^{-5}) f s^2}{D} \times 10^{F/10}, \dots (3 - 11)$$

dimana F adalah fade margin (db).

III.2.3. FAKTOR PERBAIKAN TIME DIVERSITY

Karena time diversity digunakan dalam transmisi data digital, maka faktor perbaikan dari sistem ini didapatkan dari perbandingan antara level rata - rata dari fading Rayleigh short - term pada tiap cabang diversity dengan orde diversity²⁶⁾.

III.3. PEMILIHAN SINYAL DIVERSITY

Dalam sistim diversity digunakan sistim combining, dimana sinyal - sinyal yang diterima dihubungkan pada input combining dan output combining merupakan sinyal diversity.

Dalam pembahasan ini akan dibagi menjadi tiga macam metode yaitu : *selection diversity*, *maximal rasio combining*, dan *equal-gain combining*.

²⁵⁾ Ibid, hal. 387.

²⁶⁾ Schwartz, M., Bennet, W. R. and Stein, S., "Communications Systems and Techniques", McGraw-Hill, New York, 1966, hal. 431.

III.3.1. SELECTION DIVERSITY

Dalam gambar 3.3, salah satu dari M penerima mempunyai S/N baseband tertinggi yang dihubungkan pada keluaran. Untuk mendapatkan distribusi kerapatan probabilitas dari sinyal keluaran, digunakanlah pendekatan yang diberikan oleh Brennan.

Anggap bahwa sinyal dalam masing - masing cabang diversity tidak berkorelasi dan berdistribusi Rayleigh dengan daya rata - rata (mean power) b_0 . Maka fungsi kerapatan selubung sinyal adalah²⁷⁾:

$$p(r_i) = \frac{r_i}{b_0} e^{-r_i^2 / 2b_0}, \dots\dots\dots (3 - 12)$$

dimana r_i adalah selubung sinyal dalam cabang ke i . Local mean daya sinyal per cabang adalah $r_i^2 / 2$. Anggap bahwa mean daya noise per cabang $\overline{n_i^2}$ adalah sama untuk semua cabang yaitu $\overline{n_i^2} = N$, serta anggap bahwa :

$$\begin{aligned} \gamma_i &\hat{=} \frac{\text{Local mean daya sinyal per cabang}}{\text{mean daya nois per cabang}} \\ &= \frac{r_i^2}{2N} \dots\dots\dots (3 - 13) \\ \Gamma &\hat{=} \frac{\text{mean daya sinyal per cabang}}{\text{mean daya nois per cabang}} \end{aligned}$$

²⁷⁾ Ibid, hal, 313.

$$= \frac{b_0}{N} \dots\dots\dots (3 - 14)$$

$$\text{Maka } p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} \dots\dots\dots (3 - 15)$$

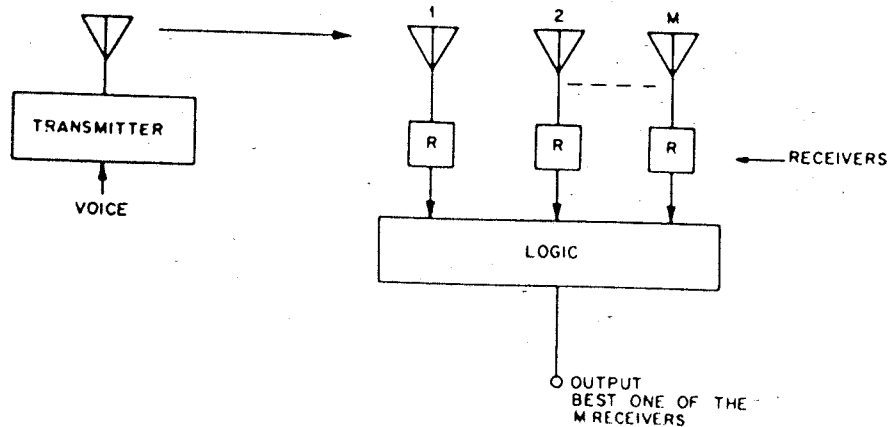
Probabilitas bahwa S/N dalam satu cabang adalah lebih kecil atau sama dengan suatu γ_s tertentu adalah :

$$\begin{aligned} P[\gamma_i \leq \gamma_s] &= \int_0^{\gamma_s} p(\gamma_i) d\gamma_i \\ &= 1 - e^{-\gamma_s/\Gamma} \dots\dots\dots (3 - 16) \end{aligned}$$

Maka probabilitas bahwa γ_i dalam semua M cabang secara serentak lebih kecil atau sama dengan γ_s tertentu adalah :

$$\begin{aligned} P[\gamma_1 \dots \gamma_M \leq \gamma_s] &= (1 - e^{-\gamma_s/\Gamma})^M = p_M(\gamma_s) \\ &\dots\dots\dots (3 - 17) \end{aligned}$$

Distribusi dari sinyal yang terbaik yaitu S/N yang terbesar dipilih dari M cabang. $p_M(\gamma_s)$ diplot dalam gambar 3.4 , untuk sistem diversity dengan 1, 2, 3, 4, dan 6 cabang.

GAMBAR 3.3 ²⁸⁾

PRINSIP SELECTION DIVERSITY

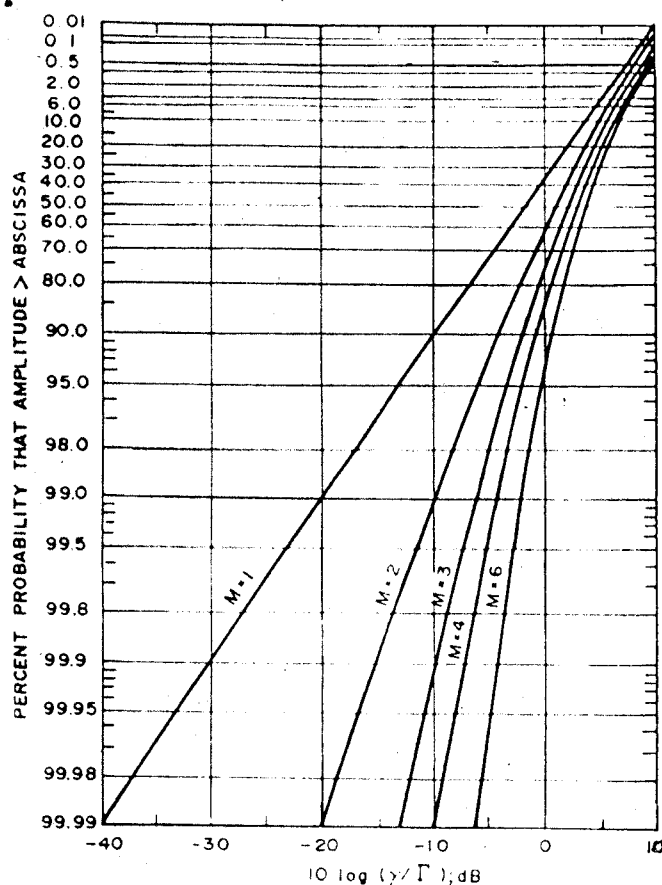
S/N rata - rata dapat ditentukan dari fungsi kerapatan probabilitas γ_s berikut ini :

$$\langle \gamma_s \rangle = \int_0^{\infty} \gamma_s p_M(\gamma_s) d\gamma_s \dots\dots\dots (3 - 18)$$

dimana $p_M(\gamma_s)$ ditentukan dari :

$$\begin{aligned}
 p_M(\gamma_s) &= \frac{d}{d\gamma_s} P_M(\gamma_s) \\
 &= \frac{M}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma_s/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma_s/\Gamma} \quad (3 - 19)
 \end{aligned}$$

²⁸⁾ Opcit, hal. 314.



GAMBAR 3.4 ²⁹⁾

DISTRIBUSI PROBABILITAS DARI S/N (γ_s) UNTUK
 M - CABANG SELECTION DIVERSITY.
 Γ = S/N PADA SATU CABANG.

Substitusikan $p_M(\gamma_s)$ ke dalam persamaan (3 - 18), maka akan didapatkan :

$$\langle \gamma_s \rangle = \Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \dots\dots\dots (3 - 20)$$

²⁹⁾ Ibid, hal. 315.

Ketergantungan $\langle \gamma_e \rangle$ pada M ditunjukkan dalam gambar 3.5.

III.3.2. MAXIMAL RATIO COMBINING

Dalam metode ini, M sinyal diboboti sebanding dengan rasio tegangan sinyal terhadap daya noise, kemudian dijumlahkan. Gambar 3.6 menunjukkan sifat - sifat dasar dari metode ini. Masing - masing sinyal harus dicophasekan terlebih dahulu sebelum combining.

Anggap bahwa cophasing telah dilaksanakan, maka selubung sinyal combining adalah :

$$r = \sum_{i=1}^M a_i \cdot r_i, \dots \dots \dots (3 - 21)$$

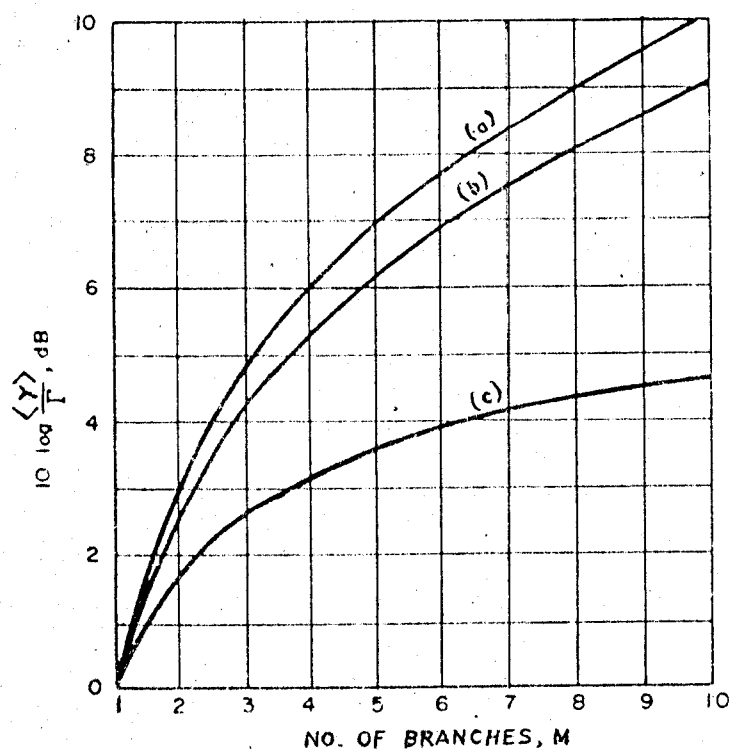
dimana a_i adalah penguatan (gain) cabang ke i. Sedangkan daya noise total adalah jumlah dari daya noise pada masing - masing cabang yang telah diperkuat oleh faktor penguatan cabang, yaitu :

$$N_T = N \sum_{i=1}^M a_i^2 \dots \dots \dots (3 - 22)$$

Di sini menganggap bahwa daya noise rata - rata pada masing - masing cabang adalah sama yaitu $n_i^2 = N$ untuk semua i. S/N yang dihasilkan adalah ³⁾:

$$\gamma_r = \frac{r^2}{2 N_T} \dots \dots \dots (3 - 23)$$

³⁾ Ibid, hal. 318.

GAMBAR 3.5³³⁾

IMPROVEMENT S/N RATA - RATA DARI COMBINER DIVERSITY
DIBANDING DENGAN S/N SATU CABANG.

- a) MAXIMAL RATIO COMBINING b) EQUAL GAIN COMBINING
c) SELECTION COMBINING

Bila $a_i = \gamma_i / \overline{n_i^2} = r_i / N$, maka γ_r akan maksimum dengan harga³⁴⁾ :

$$\gamma_r = \frac{(\sum r_i^2 / N)^2}{2N \sum (r_i / N)^2} = \sum_{i=1}^M \frac{r_i^2}{2N} = \sum_{i=1}^M \gamma_i$$

..... (3 - 24)

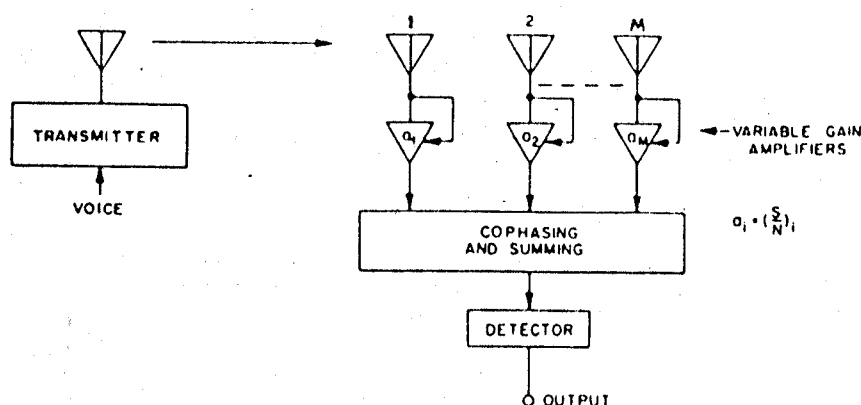
³³⁾ Ibid, hal. 317.

³⁴⁾ Ibid.

Jadi S/N combiner sama dengan jumlah dari S/N masing - masing cabang. Sedangkan γ_i^2 adalah :

$$\gamma_i^2 = \frac{1}{2N} r_i^2 = \frac{1}{2N} (X_i^2 + Y_i^2), \dots \dots (3 - 25)$$

dimana X_i dan Y_i adalah variabel acak Gaussian independent dengan varian b_0 dan mean nol. Jadi γ_r adalah distribusi Chi - square dari $2M$ variabel acak Gaussian dengan varian $b_0 / 2N = \frac{1}{2} \Gamma$.



GAMABAR 3.6³⁵⁾

PRINSIP MAXIMAL RATIO COMBINING

Maka fungsi kerapatan probabilitas γ_r adalah :

$$p(\gamma_r) = \frac{\gamma_r^{M-1} e^{-\gamma_r / \Gamma}}{\Gamma^M (M-1)!} ; \gamma_r \geq 0 \dots (3 - 26)$$

Fungsi distribusi probabilitas γ_r didapatkan dengan mengintegrasi fungsi kerapatannya :

³⁵⁾ Ibid, hal. 318.

$$\begin{aligned}
 p_M(\gamma_r) &= \frac{1}{\Gamma^M (M-1)!} \int_0^{\gamma_r} x^{M-1} e^{-x/\Gamma} dx \\
 &= 1 - e^{-\gamma_r/\Gamma} \sum_{k=1}^M \frac{(\gamma_r/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \quad (3-27)
 \end{aligned}$$

Distribusi $p_M(\gamma_r)$ ini diplot dalam gambar 3.7.

Combining jenis ini memberikan statistik pengurangan fading yang terbaik dibanding dengan beberapa combiner diversity linier yang telah diketahui. Sebagai contoh, dibanding dengan selection diversity, maka untuk 2 cabang memberikan gain 11,5 db pada level reliability 99 % dan 19 db untuk 4 cabang pada level reliability 99 % , sedangkan selection diversity memberikan 1,5 db untuk 2 cabang dan 3 db untuk 4 cabang.

S/N rata - rata dari sinyal yang digabung dapat ditentukan dari persamaan (3 - 24) :

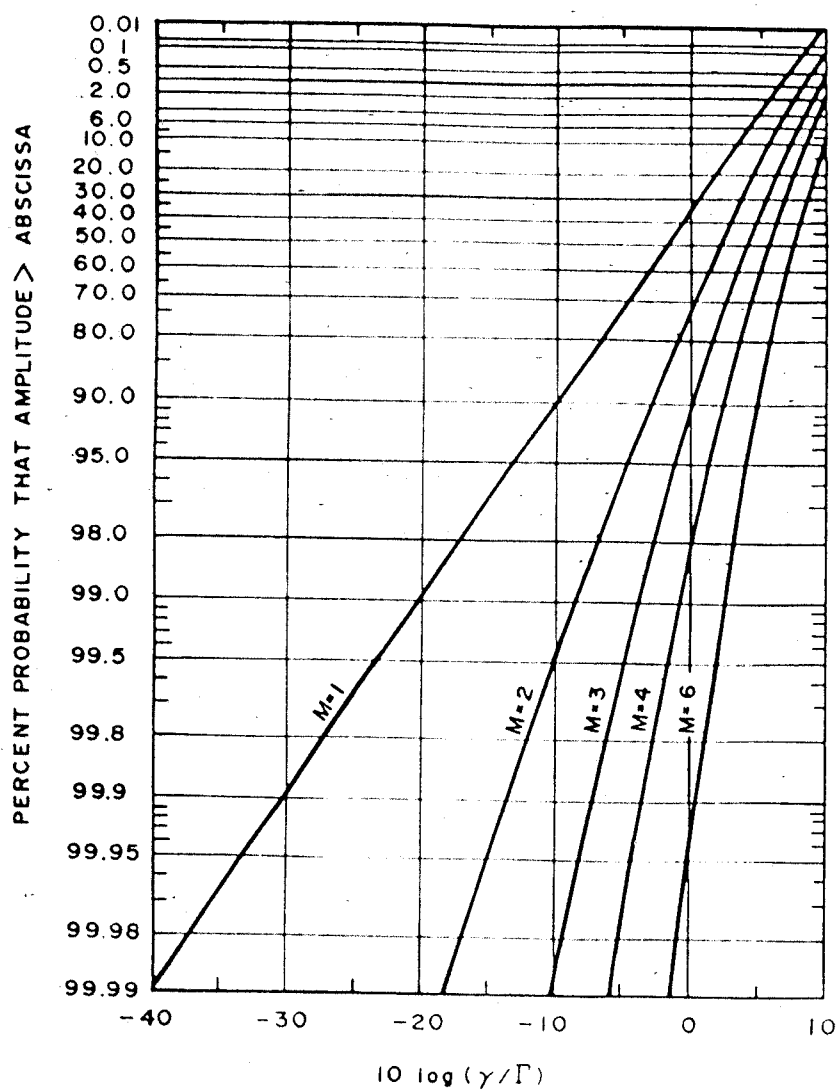
$$\langle \gamma_r \rangle = \sum_{i=1}^M \langle \gamma_i \rangle = \sum_{i=1}^M \Gamma = M \Gamma \dots\dots\dots (3-28)$$

Jadi $\langle \gamma_r \rangle$ berubah secara linier terhadap M.

III.3.3. EQUAL GAIN COMBINING

Bila semua gain pada maximal ratio combining diatur harganya menjadi konstanta bernilai satu, maka akan dihasilkan equal gain combining. Selubung sinyal gabungan didapatkan dari persamaan (3 - 21) dengan mengganti $a_i = 1$:

$$r = \sum_{i=1}^M r_i, \dots\dots\dots (3 - 29)$$



GAMBAR 3.7 ³⁴⁾

DISTRIBUSI PROBABILITAS S/N (γ) UNTUK M - CABANG
MAXIMAL RATIO COMBINING ($\Gamma = \text{S/N PADA SATU CABANG}$).

³⁴⁾ Ibid, hal. 320.

S/N outputnya adalah :

$$\gamma_E = \frac{r^2}{2 N M} \dots\dots\dots (3 - 30)$$

Sebagaimana keadaan sebelumnya, daya noise pada tiap - tiap cabang dianggap sama yaitu N . Output gabungan r adalah jumlah dari M variabel Rayleigh. Di sini masalahnya adalah menentukan distribusi dari kwadrat penjumlahan (γ_E). Lord Rayleigh telah menyelesaikan masalah ini dalam bentuk fungsi tabel untuk $M \geq 3$. Dan Brennan menyelesaikannya dengan menggunakan komputer, hasilnya [$p(\gamma_E)$] ditunjukkan dalam gambar 3.8. Kurva distribusi berada diantara selection diversity dan maximal ratio combining, dan umumnya equal gain combining lebih rendah db nya dalam orde bilangan pecahan dibanding dengan maximal ratio combining.

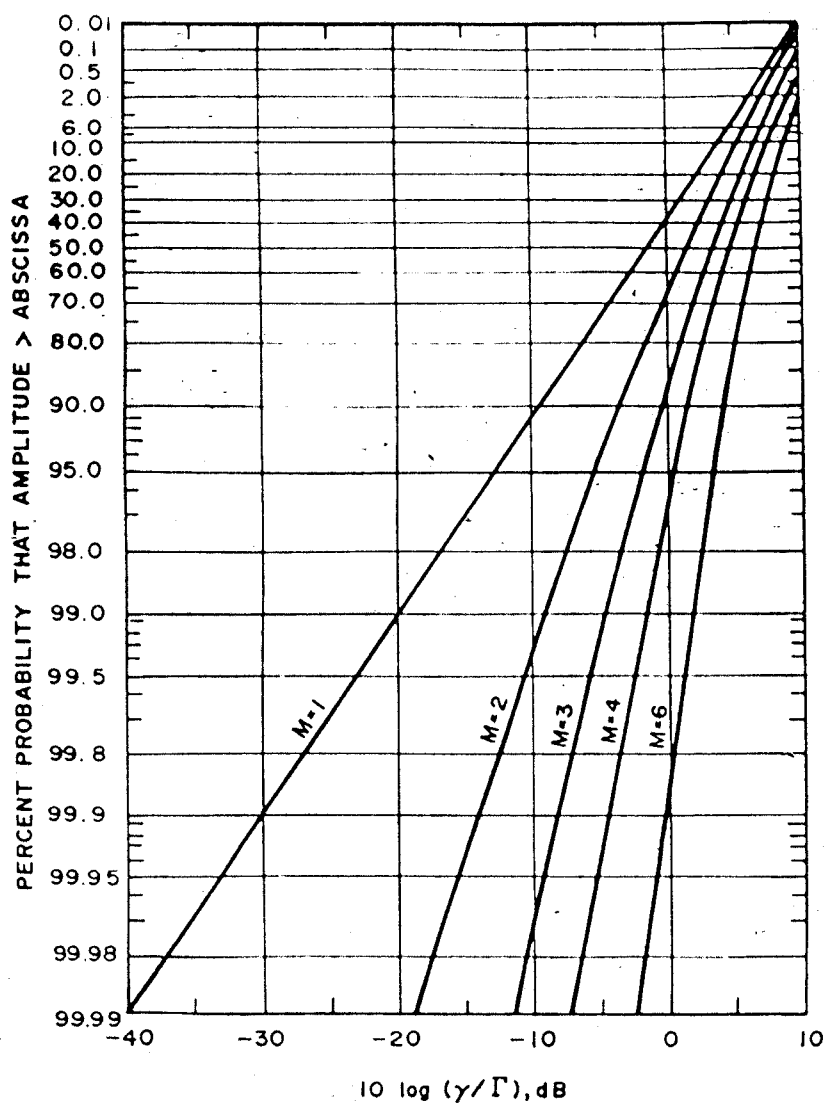
Berlainan dengan fungsi distribusi, maka mean γ_E dapat dengan mudah ditentukan :

$$\begin{aligned} \langle \gamma_E \rangle &= \frac{1}{2 N M} \langle \left(\sum_{i=1}^M r_i \right)^2 \rangle \\ &= \frac{1}{2 N M} \sum_{i,j=1}^M \langle r_i r_j \rangle, \dots\dots\dots (3 - 31) \end{aligned}$$

dimana $\langle r_i^2 \rangle = 2b_0$, $\langle r_i \rangle = \sqrt{\pi b_0/2}$. Lagi pula, karena kita menganggap bahwa sinyal - sinyal tidak berkorelasi ; $\langle r_i r_j \rangle = \langle r_i \rangle \langle r_j \rangle$ untuk $i \neq j$. Maka persamaan (3 - 31) dapat dihitung menjadi :

$$\langle \gamma_E \rangle = \frac{1}{2 N M} \left[2Mb_0 + M (M - 1) \frac{\pi b_0}{2} \right]$$

$$= \Gamma \left[1 + (M - 1) \frac{\Pi}{4} \right] \dots \dots \dots (3 - 32)$$



GAMBAR 3.8³⁵⁾

DISTRIBUSI PROBABILITAS S/N (γ) UNTUK M - CABANG
EQUAL GAIN COMBINING (Γ = S/N PADA SATU CABANG).

Ketergantungan γ_E pada M ditunjukkan juga dalam gambar

³⁵⁾ Ibid, hal. 322.

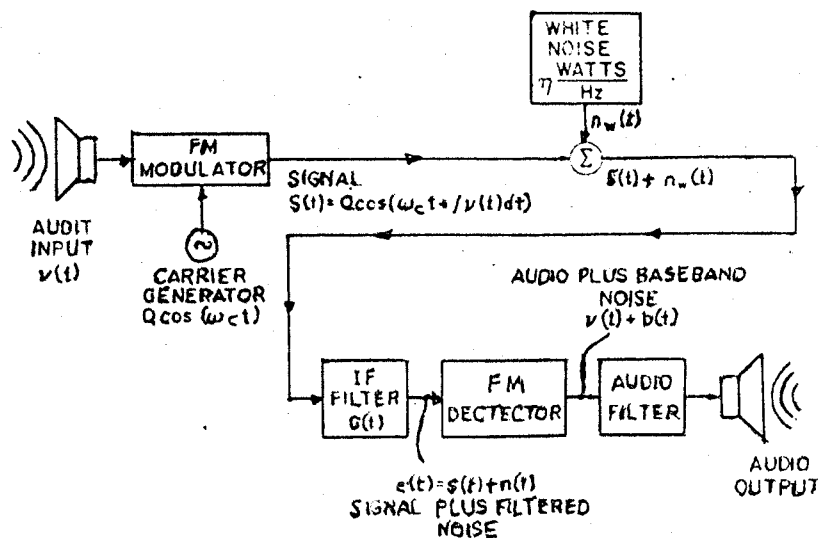
3.5, dan dari sini terlihat bahwa Equal gain combining sedikit lebih rendah dari Maximal ratio combining.

BAB IV

MANFAAT TEKNIK DIVERSITY DALAM SISTEM KOMUNIKASI RADIO MOBIL

IV.1. PENGARUH FADING RAYLEIGH TERHADAP KINERJA DALAM KOMUNIKASI RADIO MOBIL.

Anggap sebuah kanal komunikasi FM seperti gambar 4.1.



GAMBAR 4.1 ³⁰⁾

BLOK DIAGRAM SEDERHANA DARI KANAL KOMUNIKASI FM

³⁰⁾ W. C. Jakes, Jr., " Microwave Mobile Communications ",
John Wiley & Sons, 1974, hal. 169.

Tegangan yang diberikan pada detektor FM dalam gambar 4.1 adalah :

$$\begin{aligned} e(t) &= Q \cos \omega_c t + n(t) \\ &= [Q + X_c(t)] \cos \omega_c t - X_s(t) \sin \omega_c(t) \\ &= R(t) \cos [\omega_c t + \theta(t)] \quad , \dots\dots (4-1) \end{aligned}$$

dimana Q adalah amplitudo gelombang pembawa pada frekuensi ω_c , $n(t)$ adalah additive noise, dan kita akan definisikan $X_c(t)$ sebagai komponen phase dari noise sedangkan $X_s(t)$ adalah komponen kwadratur dari noise $n(t)$.

$$\begin{aligned} X_c(t) &\hat{=} n(t) \cos \omega_c t + \hat{n}(t) \sin \omega_c t \\ X_s(t) &\hat{=} -n(t) \sin \omega_c t + \hat{n}(t) \cos \omega_c t \quad (4-2) \end{aligned}$$

$$\hat{n}(t) \hat{=} \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (\text{transformasi Hilbert})$$

.....(4-3)

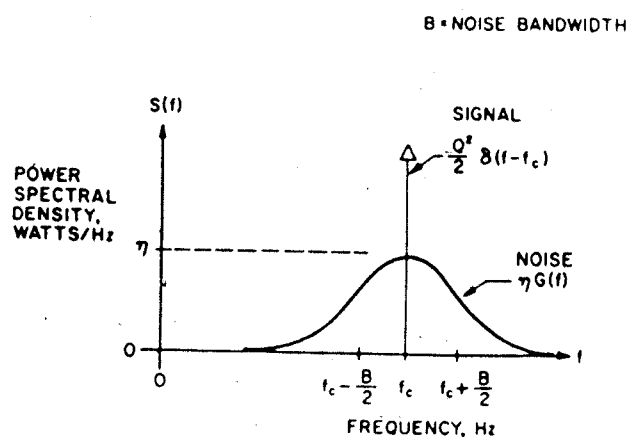
Amplitudo $R(t)$ dan phase $\theta(t)$ dari tegangan $e(t)$, diberikan oleh :

$$\begin{aligned} R(t) &\hat{=} \{ [Q + X_c(t)]^2 + X_s^2(t) \}^{\frac{1}{2}} \\ \theta(t) &\hat{=} \arctan \left[\frac{X_s(t)}{Q + X_c(t)} \right] \quad \dots\dots\dots (4-4) \end{aligned}$$

spektrum satu sisi dari $e(t)$ ditunjukkan dalam gambar 4.2, yang terdiri atas fungsi delta dengan area $Q^2/2$ untuk $f_c = \omega_c / 2\pi$, dan spektrum noise yang mengikuti bentuk filter IF ($\eta G(f)$). $G(f_c)$ dinormalisasi, sehingga $G(f_c) = 1$.

S/N IF (ρ) dari $e(t)$ adalah ³⁷⁾:

$$\rho = Q^2 \left[2\eta \int_0^{\sim} G(f) df \right]^{-1} \dots\dots\dots (4-5)$$



GAMBAR 4.2 ³⁸⁾

SPEKTRUM SINYAL TANPA MODULASI DAN NOISE
SETELAH FILTER IF

Noise putih filter $n(t)$ adalah proses stochastic Gaussian stasioner, dengan komponen phase $X_c(t)$ dan komponen kwadratur $X_s(t)$. Jadi kerapatan probabilitas $n(t)$, $X_c(t)$, dan $X_s(t)$ diberikan oleh :

$$P_n(\alpha) = P_{X_c}(\alpha) = P_{X_s}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi b_0}} \exp \left[-\frac{\alpha^2}{2b_0} \right] ,$$

..... (4-6)

³⁷⁾ Ibid, hal. 164.

³⁸⁾ Ibid, hal. 165.

dimana $b_0 = \langle n^2(t) \rangle$, (4 - 7)

merupakan rata - rata ensemble dari noise. Dari persamaan (4 - 2), kita dapat menurunkan fungsi autokorelasi $g(\tau)$, korelasi silang $h(\tau)$, dan moment spektrum b_n yaitu :

$$g(\tau) = \int_0^\infty \eta G(f) \cos 2\pi (f-f_c) \tau df \quad \text{..... (4 - 8)}$$

$$h(\tau) = \int_0^\infty \eta G(f) \sin 2\pi (f-f_c) \tau df \quad \text{..... (4 - 9)}$$

$$b_n = \int_0^\infty \eta G(f) (f-f_c)^n \tau df \quad \text{..... (4 - 10)}$$

perhitungan noise output adalah sederhana, bila S/N pada IF sangat besar. Bila $\rho (S/N \text{ IF }) \gg 1$, maka :

$$R(t) = Q + X_s(t) \quad \text{..... (4 - 11)}$$

$$\theta(t) = \frac{X_s(t)}{Q} \quad \text{..... (4 - 12)}$$

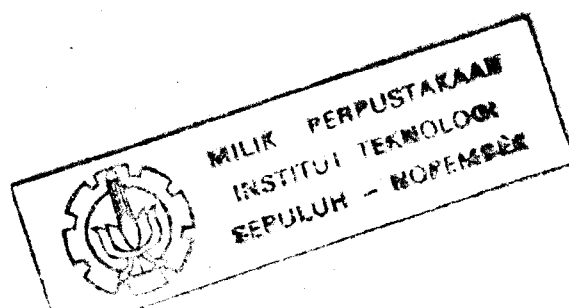
dan frekwensi yang dideteksi ($\theta'(t)$) adalah :

$$\theta'(t) = \frac{X'_s(t)}{Q} , \quad \text{..... (4 - 13)}$$

yang merupakan turunan phase terhadap waktu.

Sebagaimana disebutkan tadi, autokorelasi $X_s(t)$ adalah $g(\tau)$ (persamaan 4 - 8) dan spektrum satu sisi dari $X_s(t)$ adalah transformasi cosinus dari fungsi autokorelasinya³⁹⁾:

³⁹⁾ Ibid, hal. 106.



$$W_{x_s}(f) = 4 \int_0^{\infty} g(\tau) \cos 2\pi f \tau \, d\tau$$

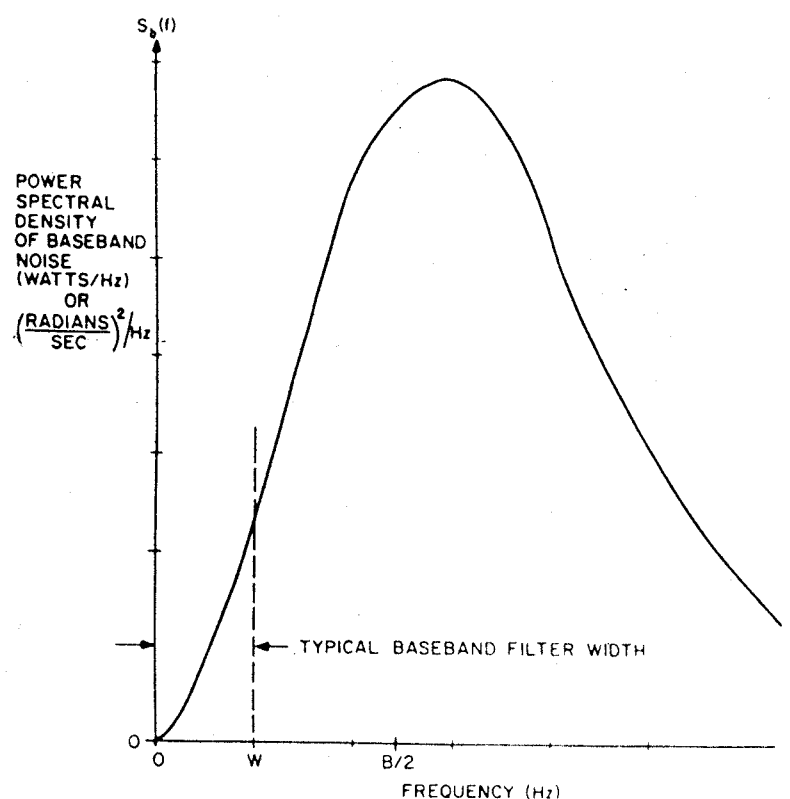
$$= \eta [G(f_c - f) + G(f_c + f)] \quad (4 - 14)$$

Karena spektrum daya dari turunan proses stochastic adalah $(2\pi f)^2$ kali spektrum proses itu sendiri, maka spektrum frekwensi $\theta'(t)$ satu sisi dari persamaan (4 - 13) dan (4 - 14) adalah :

$$W_{\theta'}(f) = \left(\frac{2\pi f}{G} \right)^2 \eta [G(f_c - f) + G(f_c + f)]$$

.....(4 - 15)

yang ditunjukkan dalam gambar 4.3. Bila S/N IF besar, maka spektrum noise baseband mendekati bentuk parabolik pada frekwensi rendah.

GAMBAR 4.3 ⁴⁾

SPEKTRUM NOISE BASEBAND UNTUK S/N IF BESAR ($\rho \gg 1$)

Anggap frekwensi cutoff filter baseband W adalah cukup kecil dibanding dengan lebar bidang noise dari filter IF, B ⁴¹⁾ :

$$W \ll B \hat{=} \frac{1}{G(f_c)} \int_0^W G(f) df = \int_0^W G(f) df \quad (4-16)$$

Jadi spektrum noise baseband mendekati bentuk parabolik

⁴⁾ Ibid, hal. 168.

⁴¹⁾ Ibid, hal. 167.

dalam filter baseband, yaitu menganggap sistem dirancang untuk indeks besar. Maka bandpass filter mendekati :

$$G(f_c - f) = G(f_c + f) = 1 \text{ untuk } f < W$$

.....(4 - 17)

Kemudian daya noise dari filter menjadi (anggap filter baseband persegi empat) :

$$N_{\theta} = \int_0^W W_{\theta}(f) df = \frac{2}{3} \left(\frac{2\pi}{Q} \right)^2 \eta W^3 \text{ untuk } \rho \gg 1$$

.....(4 - 18)

Dari persamaan (4 - 18), terlihat bahwa noise output tak tergantung pada lebar bidang IF B selama S/N IF besar. Jadi lebar bidang IF dapat ditambah yang mengakibatkan daya sinyal output bertambah besar sedangkan daya noise tetap. Sifat demikian dalam sistem komunikasi FM dikatakan bahwa : S/N baseband dapat diperbaiki dengan daya pancar tetap dan lebar bidang IF diperbesar.

Namun bila B diperbesar dengan daya pancar tetap $Q^2/2$, maka dari persamaan (4 - 5) dan (4 - 16) terlihat bahwa ρ berkurang. Sebagaimana telah disebutkan tadi, bila S/N IF (ρ) jatuh di bawah harga ambang, maka noise baseband bertambah. Rice menggunakan istilah " clicks " untuk memberikan ungkapan sederhana tentang efek ambang FM tersebut. Pendekatan yang dilakukan oleh Rice memberikan hasil yang akurat bagi noise baseband bila ρ mendekati dan di atas harga ambang. Untuk keadaan ini digunakan perhitungan yang dilakukan oleh Rice, dimana

dia telah menghitung spektrum noise baseband exact bagi bentuk filter IF Gaussian.

Rice membagi spektrum noise baseband satu sisi $\mathcal{W}(f)$ ke dalam tiga komponen yaitu :

$$\mathcal{W}(f) = \mathcal{W}_1(f) + \mathcal{W}_2(f) + \mathcal{W}_3(f) \dots\dots\dots (4 - 19)$$

$\mathcal{W}_1(f)$ mempunyai bentuk spektrum yang sama dengan spektrum noise output bila tidak ada pembawa. $\mathcal{W}_2(f)$ bentuknya seperti noise output bila pembawa sangat besar :

$$\mathcal{W}_2(f) = (1 - e^{-\rho})^2 \mathcal{W}_0(f) \dots\dots\dots (4 - 20)$$

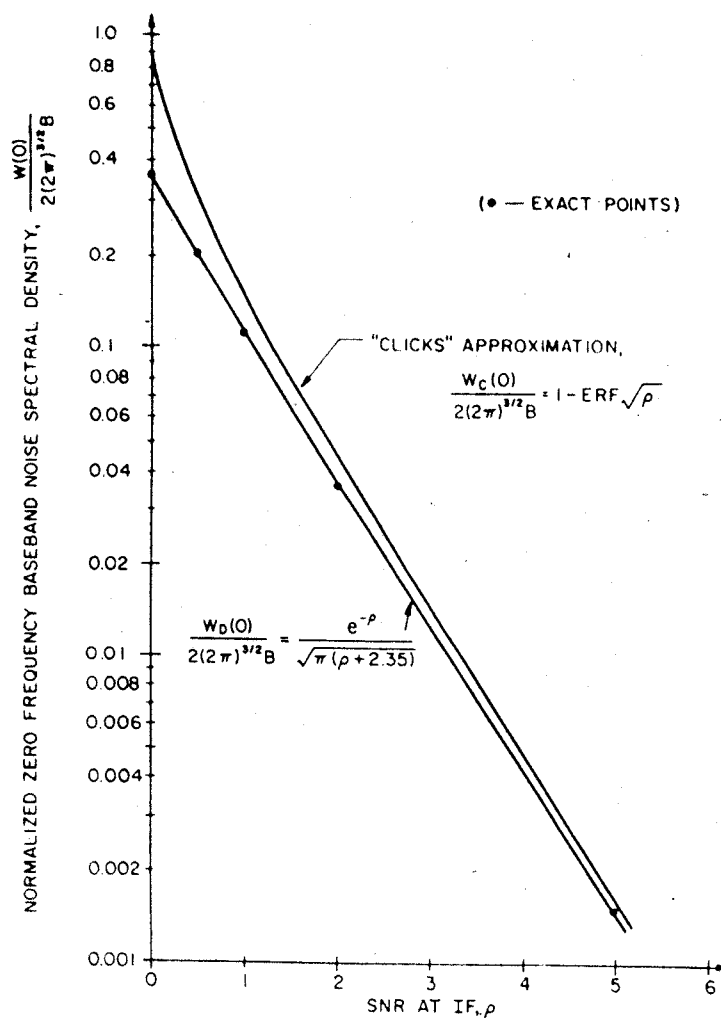
dimana $\mathcal{W}_0(f)$ adalah spektrum noise output untuk $\rho \gg 1$. $\mathcal{W}_3(f)$ adalah faktor koreksi untuk ρ dalam daerah harga ambang.

Davis telah menunjukkan, bahwa dalam daerah frekwensi dari 0 sampai W dimana $W < B$, komponen - komponen spektrum $\mathcal{W}_1(f) + \mathcal{W}_3(f)$ dapat didekati secara teliti oleh :

$$\mathcal{W}_1(f) + \mathcal{W}_3(f) = 8\pi B e^{-\rho} [2(\rho + 2,35)]^{-\frac{1}{2}} \hat{=} \mathcal{W}_D(f)$$

$$\dots\dots\dots (4 - 21)$$

Ketelitian dari pendekatan (persamaan 4.- 21) pada $f=0$ dilukiskan dalam gambar 4.4, dimana gambar garis lurus menggunakan analisa exact Rice dan gambar yang lain

GAMBAR 4.4 ⁴²⁾

KERAPATAN NOISE LAWAN S/N IF

menggunakan pendekatan "Clicks". Adapun pendekatan Clicks tersebut adalah :

$$W_1(f) + W_3(f) = 4\pi B \sqrt{2\pi} (1 - \text{erf} \sqrt{\rho}) \hat{=} W_c(f)$$

⁴²⁾ Ibid, hal. 170.

..... (4 - 22)

dimana error function, $\text{erf}(y)$, didefinisikan dengan :

$$\text{erf}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y e^{-t^2} dt$$

Pendekatan - pendekatan tadi ($\mathcal{W}_D(f)$ dan $\mathcal{W}_C(f)$) dapat digabung untuk memberikan pendekatan bagi spektrum noise baseband overall untuk bentuk filter IF Gaussian :

$$\begin{aligned} \mathcal{W}(f) &= (1 - e^{-\rho})^2 \mathcal{W}_\theta(f) + \mathcal{W}_D(f) \\ &= \frac{[2\pi f (1 - e^{-\rho})]^2}{B \rho} e^{-(\pi f^2/B^2)} \\ &\quad + \frac{8\pi B e^{-\rho}}{\sqrt{2(\rho + 2,35)}} \dots\dots\dots (4 - 23) \end{aligned}$$

Pendekatan pada persamaan (4 - 23) dibanding dengan spektrum exact, dilukiskan dalam gambar 4.5. Dari gambar tersebut terlihat bahwa kesalahan dalam pendekatan adalah nol pada frekwensi $f = 0$ dan tetap kecil pada $f = B/2$. Karena untuk sistem - sistem FM dengan indeks modulasi lebih besar dari satu mempunyai $W < B/2$, maka hasil - hasil pendekatan adalah sangat bagus.

Sehingga noise output total dari filter baseband persegi adalah :

$$\begin{aligned} N(\rho) &= \int_0^W \mathcal{W}_2(f) df + \int_0^W \mathcal{W}_D(f) df \\ &= \frac{a (1 - e^{-\rho})^2}{\rho} + \frac{8\pi BW e^{-\rho}}{\sqrt{2(\rho + 2,35)}} \quad (4 - 24) \end{aligned}$$

komponen penjumlahan yang pertama dalam persamaan (4 - 24) adalah quadratic noise dan komponen yang kedua

adalah threshold noise dan dengan menggunakan ekspansi deret Maclaurin :

$$\begin{aligned} a &= \frac{(2\pi)^2}{B} \int_0^W f^2 e^{-\pi f^2/B^2} df \\ &= \frac{4\pi^2 W^3}{3B} \left\{ 1 - \frac{6\pi}{10} \left(\frac{W}{B}\right)^2 + \frac{12\pi^2}{56} \left(\frac{W}{B}\right)^4 + \dots \right\} \\ &\dots\dots\dots (4 - 25) \end{aligned}$$

Daya sinyal output dalam keadaan tidak ada noise, $V(t)$ (gambar 4.1) adalah ⁴³⁾ :

$$V_o(t) = V(t) (1 - e^{-P}) \dots\dots\dots (4 - 26)$$

Sehingga daya sinyal baseband output S_o , dihubungkan dengan sinyal modulasi pada bagian input $S = \langle V^2(t) \rangle$ oleh persamaan :

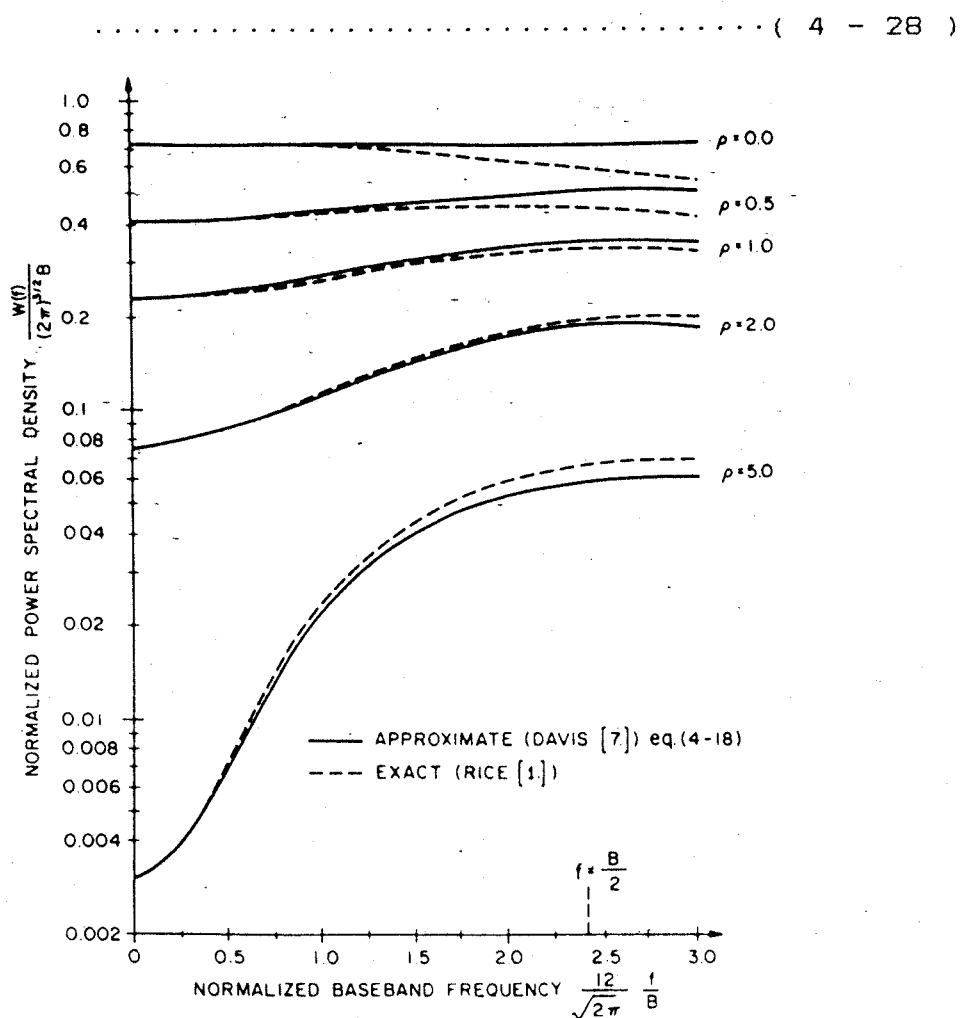
$$S_o = (1 - e^{-P})^2 S \dots\dots\dots (4 - 27)$$

Daya sinyal output (4 - 27) dan daya noise (4 - 24) diplot terhadap S/N IF (ρ), untuk beberapa perbandingan lebar bidang IF dengan lebar bidang baseband $B/2W$, dalam gambar 4.6.

Dengan menganggap secara sembarang, bahwa deviasi frekwensi adalah 10 dB lebih kecil dari setengah lebar bidang noise dikurangi harga puncak frekwensi baseband, sehingga puncak - puncak deviasi sinyal tidak melampoi lebar bidang IF (aturan Carson), maka :

$$10 S = \pi^2 (B - 2W)^2 \text{ atau } S = \frac{\pi^2}{10} (B - 2W)^2$$

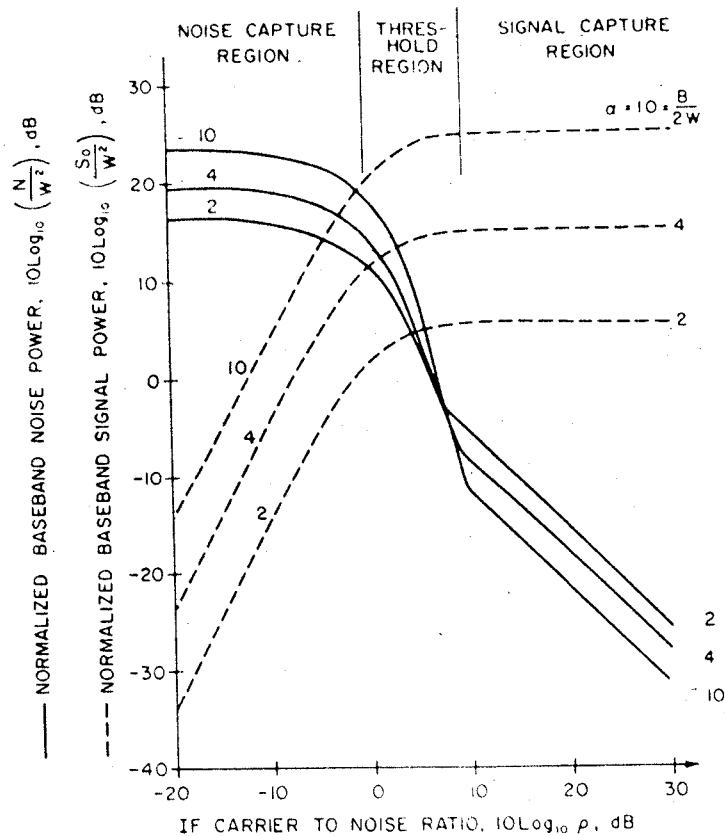
⁴³⁾ Ibid, hal. 171.



GAMBAR 4.5⁴⁴⁾

SPEKTRUM NOISE BASEBAND DENGAN S/N IF (ρ)
SEBAGAI PARAMETER.

⁴⁴⁾ Ibid, hal. 171.

GAMBAR 4.6⁴⁵⁾

NOISE QUIETING DAN SIGNAL SUPPRESSION LAWAN
PERBANDINGAN S/N IF DAN LEBAR BIDANG IF

Untuk menentukan sinyal rata - rata dan noise rata - rata dalam fading Rayleigh, kita gunakan pendekatan quasistatic dari Davis yang menyatakan bahwa sinyal dan noise hanya sebagai fungsi dari S/N IF sesaat (ρ) dan kemudian dirata - rata melalui statistik ρ ⁴⁶⁾.

⁴⁵⁾ Ibid, hal. 172.

⁴⁶⁾ Ibid, hal. 189.

Dalam keadaan fading Rayleigh, kerapatan probabilitas dari S/N IF (ρ) adalah⁴⁷⁾:

$$p_{\rho}(\alpha) = \frac{1}{\rho_0} \exp \left[-\frac{\alpha}{\rho_0} \right], \dots\dots\dots (4 - 29)$$

dimana ρ_0 adalah S/N IF rata - rata.

Dari persamaan (4 - 26) tegangan output sinyal (rata - rata melalui ρ) adalah :

$$\begin{aligned} \bar{V}_o(t) &= \langle V_o(t) \rangle_{\rho} = V(t) \int_0^{\infty} \frac{(1 - e^{-\rho}) e^{-\alpha/\rho}}{\rho} d\rho \\ &= V(t) \frac{\rho_0}{\rho_0 + 1} \dots\dots\dots (4 - 30) \end{aligned}$$

Sinyal suppression noise $n_s(t)$ adalah⁴⁸⁾:

$$\begin{aligned} N_s(t) &= V_o(t) - \bar{V}_o(t) = V(t) \left[\frac{1}{\rho_0 + 1} - e^{-\rho} \right] \\ &\dots\dots\dots (4 - 31) \end{aligned}$$

Dari persamaan (4 - 30), sinyal output dengan fading Rayleigh adalah :

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \langle \bar{V}_o^2(t) \rangle = \frac{\rho_0^2}{(\rho_0 + 1)^2} \langle V^2(t) \rangle = \frac{\rho_0^2 S}{(\rho_0 + 1)^2} \\ &\dots\dots\dots (4 - 32) \end{aligned}$$

Dari persamaan (4 - 24), (4 - 29), dan (4 - 31), noise output rata - rata adalah :

⁴⁷⁾ Ibid.

⁴⁸⁾ Ibid, hal. 189.

$$\begin{aligned}
\bar{N} &= \int_0^\infty \frac{1}{\rho_o} e^{-\alpha/\rho_o} \left[S \left(\frac{1}{\rho_o + 1} - e^{-\alpha} \right)^2 + \right. \\
&\quad \left. \frac{a}{\alpha} (1 - e^{-\alpha})^2 + \frac{8 \Pi B W}{\sqrt{2(\alpha + 2,35)}} e^{-\alpha} \right] d\alpha \\
&= S \left[\frac{1}{2\rho_o + 1} - \frac{1}{(\rho_o + 1)^2} \right] \frac{a}{\rho_o} \log \frac{(1 + \rho_o)^2}{1 + 2\rho_o} + \\
&\quad 8BW \sqrt{\frac{\Pi}{2\rho_o(\rho_o + 1)}} \times \\
&\quad \exp \left[2,35 \frac{\rho_o + 1}{\rho_o} \right] \operatorname{erfc} \sqrt{2,35 \frac{\rho_o + 1}{\rho_o}}
\end{aligned}$$

..... (4 - 33)

dimana a didefinisikan dalam persamaan (4 - 25), dan $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$. Komponen penjumlahan yang pertama dalam persamaan (4 - 33) menunjukkan Signal suppression noise, komponen yang kedua menunjukkan Quadratic noise dan yang ketiga menunjukkan Threshold noise.

Di samping komponen - komponen noise tersebut, masih ada noise FM acak dalam output baseband yang disebabkan oleh scatter - scatter sinyal di sekitar mobil unit. Spektrum FM acak satu sisi dapat didekati oleh⁴⁹⁾:

$$\mathcal{W}_{\theta}(f) = \left(\frac{b_2}{b_o} - \frac{b_1^2}{b_o^2} \right) / f = 2\Pi^2 \frac{f_m^2}{f} \quad (4 - 34)$$

dan hubungannya dengan noise output baseband adalah :

⁴⁹⁾ Ibid, hal. 190.

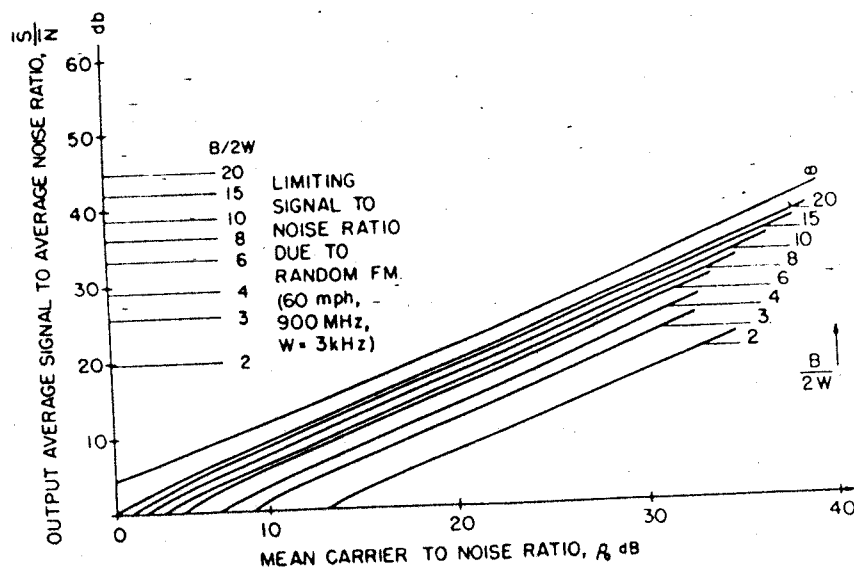
$$N_{\theta} = \int_{0,1 W}^W \mathcal{W}_{\theta}(f) df = 2\pi^2 f_m^2 \log 10 \dots\dots\dots (4 - 35)$$

Persamaan (4 - 34) menganggap bahwa sudut datang spektrum Doppler serba sama, dan frekwensi output baseband (0,1 W sampai W) adalah lebih besar dari pergeseran frekwensi Doppler maksimum f_m .

Dalam gambar 4.7, perbandingan sinyal output rata - rata dan noise rata - rata \bar{S}/\bar{N} diplot terhadap perbandingan sinyal pembawa rata - rata dan noise rata - rata IF (\bar{C}/\bar{N} IF) ρ_o dan perbandingan lebar bidang IF dengan lebar bidang baseband $B/2W$.

Bila daya pancar ditambah, maka ρ_o bertambah dan S/N output bertambah hampir linier terhadap ρ_o . Karena perpindahan threshold (harga ambang S/N) jarang, maka signal suppression kurang dan quadrature noise ditekan. Namun noise FM acak tetap tidak berubah, sehingga komponen noise dominan. Jadi S/N output dalam keadaan multipath tergantung pada frekwensi Doppler maksimum dan penyimpangan frekwensi sinyal. Contoh :

" Dengan frekwensi pembawa 900 Mhz dan kecepatan kendaraan 60 mil/jam, maka pergeseran frekwensi Doppler maksimum adalah $f_m = 80$ hz ". Ternyata $f_m < 0,1 W$, untuk $W = 3$ khz (W di sini adalah frekwensi terendah suara). Jadi persamaan (4 - 34) berlaku.

GAMBAR 4.7 ⁵⁾

S/N LAWAN C/N DALAM KEADAAN RAYLEIGH FADING

Menggunakan persamaan (4 - 28) dan (4 - 35), kita dapatkan S/N output sebagai berikut :

$$\frac{S}{N_{\theta}} = \frac{(B - 2W)^2}{20 \cdot f_m^2 \log 10} \dots\dots\dots (4 - 36)$$

S/N output untuk $f_m = 80$ hz dan $W = 3$ khz dibuat pada gambar 4.7 untuk perbandingan $B/2W$ yang berbeda.

⁵⁾ Ibid, hal. 191.

IV.2 PERBAIKAN FREQUENCY DIVERSITY TERHADAP KINERJA DALAM KOMUNIKASI RADIO MOBIL YANG DIPENGARUHI OLEH RAYLEIGH FADING.

Sebagaimana telah disebutkan pada bagian III.1.1 yaitu perbedaan frekwensi terendah antar cabang pada frequency diversity berkisar antara 1 Mhz sampai 2 Mhz. Padahal spektrum untuk sistem komunikasi ini terbatas, maka mengingat hal tersebut frequency diversity tidak dapat direalisasikan.

IV.3 PERBAIKAN SPACE DIVERSITY TERHADAP KINERJA DALAM KOMUNIKASI RADIO MOBIL YANG DIPENGARUHI OLEH RAYLEIGH FADING.

Bila $P(\rho)$ menunjukkan kerapatan probabilitas S/N IF yang dihasilkan dari methode combining diversity yang diberikan, maka noise kwadratik output rata - rata adalah⁵¹⁾:

$$\langle N_2 \rangle = \int_0^{\infty} P(\rho) N_2(\rho) d\rho, \quad (4 - 37)$$

dan noise ambang rata - rata adalah :

$$\langle N_D \rangle = \int_0^{\infty} P(\rho) N_D(\rho) d\rho, \quad (4 - 38)$$

sedangkan signal suppression noise rata - rata adalah :

⁵¹⁾ Ibid, hal. 342.

$$\langle N_s \rangle = \langle (V_o(t) - \bar{V}_o(t))^2 \rangle, \quad (4 - 39)$$

dimana sinyal output $V_o(t)$ diberikan oleh :

$$V_o(t) = V(t) (1 - e^{-\rho}) \quad (4 - 40)$$

Adapun sinyal output efektif ditentukan dengan merata - rata melalui fading :

$$\bar{V}_o(t) = V(t) \int_0^\infty P(\rho) (1 - e^{-\rho}) d\rho \quad (4 - 41)$$

Jadi

$$\langle N_s \rangle = S \left\{ \int_0^\infty e^{-2\rho} P(\rho) d\rho - \left[\int_0^\infty e^{-\rho} P(\rho) d\rho \right]^2 \right\} \quad (4 - 42)$$

dimana $V(t)$ adalah input sinyal modulasi dan S adalah rata - rata dari kwadrat daya sinyal input $\langle V^2(t) \rangle$.

Daya sinyal output rata - rata adalah :

$$\langle S \rangle = \langle \bar{V}_o^2(t) \rangle = S \left[1 - \int_0^\infty P(\rho) e^{-\rho} d\rho \right]^2 \quad (4 - 43)$$

IV.3.1 KINERJA DARI SPACE DIVERSITY BILA MENGGUNAKAN MAXIMAL RATIO COMBINING.

Untuk maximal ratio combining M - cabang,

kerapatan probabilitas dari C/N IF diberikan oleh ⁵²⁾:

$$P_{MR}(\rho) = \frac{\rho^M - 1}{\rho_o^M (M-1)!} e^{-\rho/\rho_o}, \quad \rho \geq 0 \quad (4-44)$$

dimana ρ_o adalah C/N IF pada masing - masing cabang.

Substitusikan persamaan (4 - 44) ke dalam persamaan (4 - 37) dan integrasinya memberikan noise kwadratik output rata - rata dengan maximal ratio combiner ($M \geq 2$) :

$$\langle N_2 \rangle_{MR} = \frac{8}{(M-1)\rho_o} \left[1 - \frac{2}{(1+\rho_o)^{M-1}} + \frac{1}{(1+2\rho_o)^{M-1}} \right]$$

.....(4 - 45)

Noise ambang output rata - rata didapat dengan mensubstitusikan persamaan (4 - 44) ke dalam persamaan (4 - 38), maka didapat :

$$\langle N_D \rangle_{MR} = \frac{8\pi BW}{(M-1)! \sqrt{2} \rho_o^M} \times \int_0^\infty \frac{\rho^{M-1}}{\sqrt{(\rho + 2,35)}} \exp \left[-\rho \left(1 + \frac{1}{\rho_o} \right) \right] d\rho$$

.....(4 - 46)

Davis menunjukkan bahwa integral ⁵³⁾:

⁵²⁾ Ibid, hal. 343.

⁵³⁾ Ibid.

$$I_M = \int_0^{\infty} \frac{\rho^{M-1} e^{-\beta\rho}}{\sqrt{(\rho + \gamma)}} d\rho$$

.....(4 - 47)

dapat dievaluasi dengan baik oleh hubungan rekursi :

$$I_{M+1} = \left[\frac{2M-1}{2\beta} - \gamma \right] I_M + (M-1) \frac{\gamma}{\beta} I_{M-1}, \quad M \geq 2$$

.....(4 - 48)

dimana :

$$I_1 = \sqrt{\frac{\pi}{\beta}} e^{\gamma\beta} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma\beta}$$

.....(4 - 49)

$$\text{dan} \quad I_2 = \left[\frac{1}{2\beta} - \gamma \right] I_1 + \frac{\gamma}{\beta}$$

.....(4 - 50)

dengan $\beta = (1 + 1/\rho_0)$ dan $\gamma = 2,35$.

Jadi :

$$\langle N_D \rangle_{MR} = \frac{8\pi BW}{(M-1)! \sqrt{2} \rho_0^M} I_M$$

.....(4 - 51)

Menggunakan persamaan (4 - 44), kita punya :

$$\int_0^{\infty} P_{mr}(\rho) e^{-\rho} d\rho = \frac{1}{\rho_0^M (M-1)!} \int_0^{\infty} \rho^{M-1} e^{-\rho(1 + \frac{1}{\rho_0})} d\rho$$

.....(4 - 52)

dan
$$\int_0^\infty P_{mr}(\rho) e^{-2\rho} d\rho = \frac{1}{(2\rho_o + 1)^M}$$

.....(4 - 53)

Persamaan - persamaan (4 - 42), (4 - 43), (4 - 52), dan (4 - 53) memberikan sinyal output rata - rata dan Signal suppression noise :

$$\langle S \rangle_{MR} = S \left[1 - \frac{2}{(\rho_o + 1)^M} + \frac{1}{(\rho_o + 1)^{2M}} \right]$$

.....(4 - 54)

dan
$$\langle N_s \rangle_{MR} = S \left[\frac{1}{(2\rho_o + 1)^M} - \frac{1}{(\rho_o + 1)^{2M}} \right]$$

.....(4 - 55)

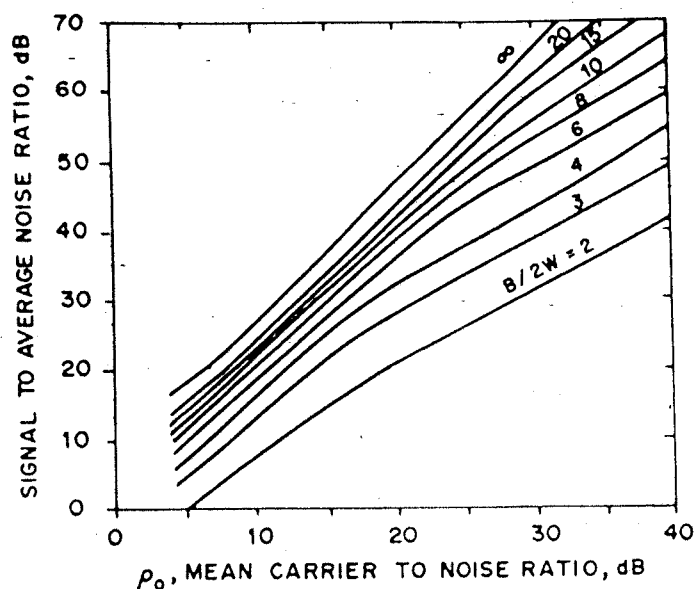
S/N_{MR} , didapat dengan memasukkan persamaan (4 - 45), (4 - 51), (4 - 54), dan (4 - 55) ke dalam :

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{MR} = \frac{\langle S \rangle_{MR}}{\langle N_2 \rangle_{MR} + \langle N_D \rangle_{MR} + \langle N_s \rangle_{MR}}$$

.....(4 - 66)

Dan gunakan kriteria pada persamaan (4 - 28) untuk menghubungkan sinyal pemodulasi pada lebar bidang IF dan lebar bidang baseband. Gambar 4.8 sampai 4.10 menunjukkan penampilan S/N_{MR} output rata - rata untuk combiner 2 cabang, 3 cabang, dan 4 cabang lawan C/N IF rata - rata pada masing - masing cabang input, ρ_o . Serta perbandingan lebar bidang IF dan lebar bidang baseband

($B/2W$), sebagai parameter.

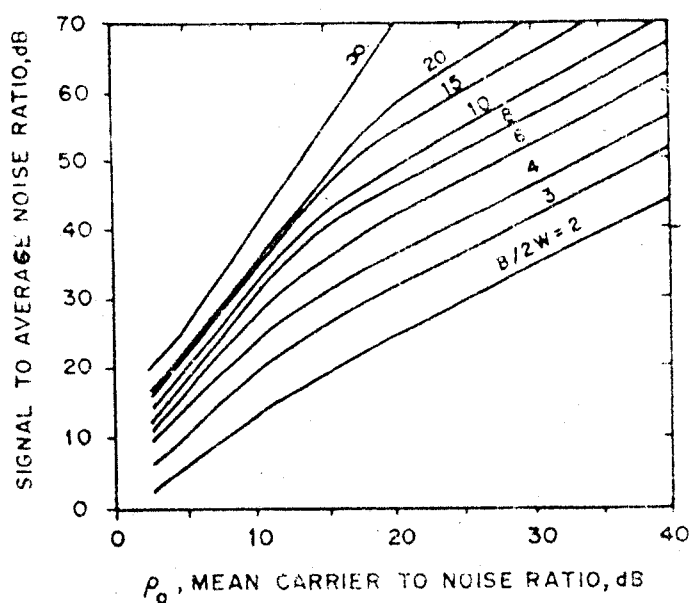


GAMBAR 4.8 ⁵⁴⁾

S/N OUTPUT RATA - RATA LAWAN C/N RATA - RATA (ρ),
UNTUK MAXIMAL RATIO COMBINING ($M = 2$)

Nampak dari gambar tersebut bahwa : perbaikan yang
besar dari S/N output, bila S/N IF diperbaiki.

⁵⁴⁾ Ibid, hal. 345.



GAMBAR 4.9⁵⁵⁾

S/N OUTPUT RATA - RATA LAWAN C/N RATA - RATA (ρ),
UNTUK MAXIMAL RATIO COMBINING ($M = 3$)

IV.3.2 KINERJA DARI SPACE DIVERSITY BILA MENGGUNAKAN SELECTION COMBINING.

Kerapatan probabilitas dari C/N IF (ρ) dengan
selection combining M - cabang adalah⁵⁶⁾ :

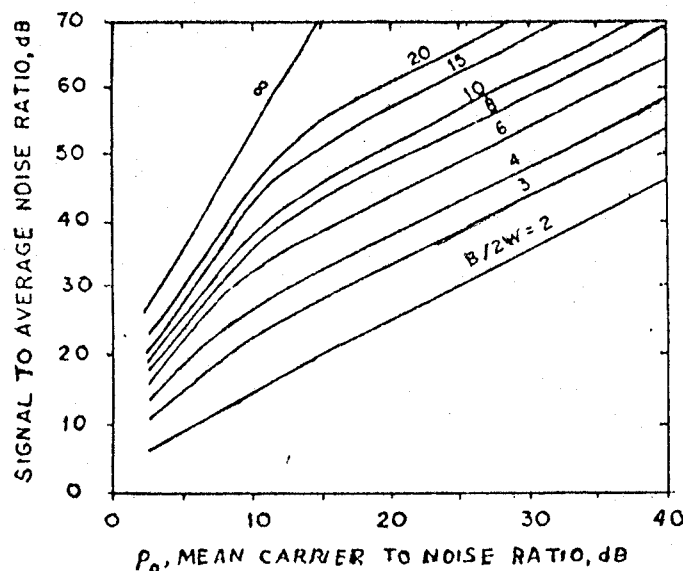
⁵⁵⁾ Ibid, hal. 346.

⁵⁶⁾ Ibid, hal. 345.



$$p_s(\rho) = \frac{M}{\rho_0} (1 - e^{-\rho/\rho_0})^{M-1} e^{-\rho/\rho_0} \quad (4-67)$$

Distribusi dari persamaan (4 - 67) adalah hampir



GAMBAR 4.10⁵⁷⁾

S/N OUTPUT RATA - RATA LAWAN C/N RATA - RATA (ρ),
UNTUK MAXIMAL RATIO COMBINING ($M = 4$)

identik dengan maximal ratio combining, persamaan (4 - 44).

Dengan mensubstitusikan persamaan (4 - 67) ke dalam persamaan (4 - 37), (4 - 38), (4 - 42) dan (4-43) akan dihasilkan komponen - komponen noise output rata - rata dan sinyal output rata - rata untuk selection combining. Persamaan - persamaan tersebut telah

⁵⁷⁾ Ibid.

diintegral oleh Davis dan didapat⁵⁸⁾:

$$\langle N_2 \rangle_S = \frac{\alpha M}{\rho_0} \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1}{k} (-1)^k \log \left[\frac{(k+1+\rho_0)}{(k+1)(k+1+2\rho_0)} \right]$$

..... (4 - 68)

$$\langle N_D \rangle_S = \frac{8\pi B W M \sqrt{\pi}}{\sqrt{2} \rho_0} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^k e^{\gamma(k+1+\rho_0/\rho_0)}}{\sqrt{(k+1+\rho_0)/\rho_0}} \times$$

$$\operatorname{erfc} \sqrt{\gamma (k+1+\rho_0)/\rho_0}$$

..... (4 - 69)

$$\langle N_s \rangle_S = S \left\{ \left[M \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1}{k} \frac{(-1)^k}{k+1+2\rho_0} \right] - \left[M \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1}{k} \frac{(-1)^k}{k+1+\rho_0} \right]^2 \right\}$$

..... (4 - 70)

$$\text{dan } \langle S \rangle_S = S \left[1 - M \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1}{k} \frac{(-1)^k}{k+1+\rho_0} \right]^2$$

..... (4 - 71)

dimana S seperti pada persamaan (4 - 28).

$\binom{M-1}{k}$ adalah koefisien binomial dan $\gamma = 2,35$.

Davis menemukan bahwa untuk ketelitian pengeplotan lebih dari 0,5 dB, kurva S/N selection combining lawan ρ_0 adalah identik dengan maximal ratio combining, gambar

⁵⁸⁾ Ibid, hal. 347.

(4 - 8) , (4 - 9) , dan (4 - 10) tetapi ρ_o berubah. Keidentikan ini terjadi karena keidentikan probabilitas C/N IF (ρ) untuk selection combining dan maximal ratio combining dengan pergeseran ρ_o (C/N IF pada masing - masing cabang) yang sama.

Pengaturan ρ_o , bila ingin merubah kurva maximal ratio combining menjadi kurva selection combining, diberikan dalam tabel 1 berikut ini :

TABEL 1⁵⁰⁾

PERGESERAN C/N IF, ρ , DARI MAXIMAL RATIO COMBINING MENUJU SELECTION COMBINING.

M	1	2	3	4
Pergeseran ρ_o (dB)	0,0	1,4	2,5	3,3
(M !) ^{1/M} (dB)	0,0	1,5	2,6	3,5

Untuk S/N output yang sama, selection combining memerlukan ρ_o yang lebih besar dari maximal ratio combining. Hal ini karena C/N IF yang diberikan oleh maximal ratio combining adalah jumlah dari C/N IF pada masing - masing cabang, dan oleh karenanya lebih besar dari C/N terbesar dari suatu cabang yang diberikan oleh selection combining.

⁵⁰⁾ Ibid, hal. 348.

Karena sumbangan noise terutama terjadi pada ρ kecil, maka pengaturan ρ_0 tidak jauh berbeda dari yang dihitung dengan mensejajarkan distribusi C/N IF selection combining dan maximal ratio combining untuk ρ kecil. Pensejajaran ini memberikan faktor pengaturan $(M!)^{1/M}$ yang juga ditunjukkan dalam tabel 1.

Kurva selection combining didapat dengan menambahkan ρ_0 dalam tabel I pada masing - masing ρ_0 yang terdapat dalam gambar (4 - 8), (4 - 9) dan (4 - 10).

IV.3.3 KINERJA DARI SPACE DIVERSITY BILA MENGGUNAKAN EQUAL - GAIN COMBINING.

Equal - gain combining memberikan C/N IF (ρ), berupa kwadrat dari jumlah variabel - variabel Rayleigh⁶⁾:

$$\rho = \frac{1}{M} \left[\sum_{k=1}^M \sqrt{\rho_k} \right]^2, \quad (4 - 72)$$

dimana ρ_k adalah C/N IF pada cabang ke K dari combiner M - cabang.

Karena noise menonjol selama fading dalam, maka distribusi pendekatan untuk ρ kecil dapat digunakan,

⁶⁾ Ibid. hal. 349.

yaitu⁶¹⁾ :

$$P_{EG}(\rho) = \frac{\rho^{M-1}}{\rho_x^M (M-1)!} e^{-\rho/\rho_x}, \quad (4-73)$$

$$\text{dimana } \rho_x = \frac{2\rho_o}{M} \left[\frac{\Gamma(M + \frac{1}{2})}{\Gamma(\frac{1}{2})} \right], \quad (4-74)$$

dan $\Gamma(x)$ adalah fungsi gamma.

Kerapatan probabilitas dari persamaan (4-73) identik dengan kerapatan probabilitas untuk maximal ratio combining (persamaan (4-44)), dengan ρ_x sebagai pengganti ρ_o . Hubungan antara ρ_o dan ρ_x akan didapatkan bila distribusi untuk equal - gain combining dan maximal ratio combining disejajarkan untuk ρ kecil.

Untuk mendapatkan S/N yang sama, maka equal - gain combining membutuhkan C/N IF (ρ_o) yang lebih besar dari maximal ratio combining. Faktor pengaturan ρ_o ditampilkan dalam tabel 2.

Dengan membandingkan tabel 1 dan tabel 2, akan terlihat bahwa equal - gain combining lebih unggul bila dibanding dengan selection combining. Tabel 1 dan tabel 2 dirangkum dalam tabel 3.

⁶¹⁾ Ibid.

TABEL 2 ⁶²⁾

PENGATURAN C/N IF (ρ_o), DARI MAXIMAL RATIO MENUJU EQUAL - GAIN COMBINING.

M	1	2	3	4.
Pengaturan ρ_o (dB)	0,0	0,6	0,9	1,0

Tabel 3 :

M	1	2	3	4
Pergeseran ρ_o (dB)	0,0	1,4	2,5	3,3
(M !) ^{1/M} (dB)	0,0	1,5	2,6	3,5
Pengaturan ρ_o (dB)	0,0	0,6	0,9	1,0

Keterangan : - baris pertama adalah jumlah cabang diversity (M)

- baris kedua dan ketiga adalah pengaturan ρ_o untuk selection combining

- baris keempat adalah pengaturan ρ_o untuk equal - gain combining.

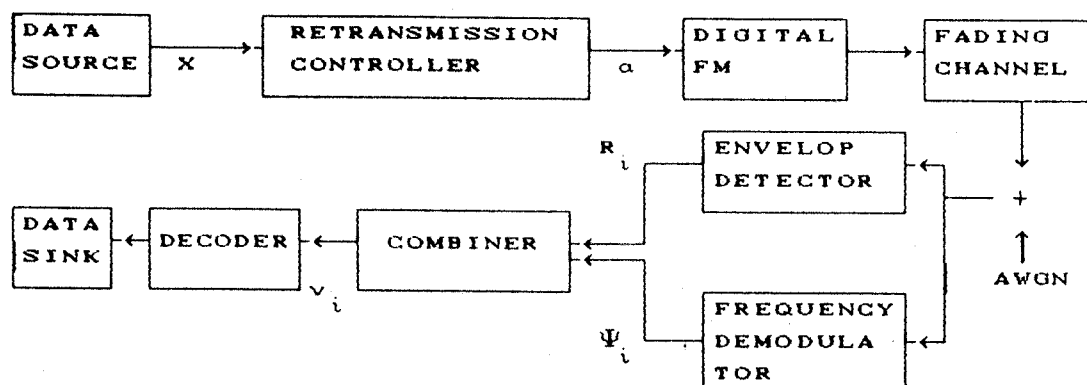
IV.4 PERBAIKAN TIME DIVERSITY TERHADAP KINERJA DALAM KOMUNIKASI RADIO MOBIL YANG DIPENGARUHI OLEH RAYLEIGH FADING.

⁶²⁾ Ibid, hal. 349.

Blok diagram untuk sistem ini ditunjukkan dalam gambar 4.11.

Pada pemancar, informasi dipecah menjadi group - group dengan panjang k bits. Masing - masing group berasal dari sumber yang dikodekan dalam n bit blok melalui kode dengan type (n, k) .

Anggap bahwa blok yang dipancarkan dinotasikan oleh $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ dimana $x_m = 0, 1$ (untuk $m = 1, 2, \dots, n$). Kemudian input modulator FM digital binary adalah $a = (a_1, a_2, \dots, a_n)$ dimana $a_m = 1/-1$ untuk $x_m = 1/0$.



GAMBAR 4.11⁶³⁾

BLOK DIAGRAM TIME DIVERSITY.

Sinyal FM digital biner yang ditransmisikan dengan

⁶³⁾ F. ADACI, S. ITO, AND K. OHNO, "Performance Analysis of a Time Diversity ARQ in Land Mobile Radio", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 37, NO. 2, FEBRUARY 1989, hal. 178.

frekuensi sudut ω_c dapat dinyatakan dengan ⁶⁴⁾:

$$\text{Re} \left[A \exp j \left(\omega_c t + \Psi_s(t) \right) \right]$$

dimana A adalah amplitudo dan $\Psi_s(t)$ adalah phase pemodulasi

Anggap predetection filter penerima dengan band terbatas hanya melewati additive white Gaussian noise (AWGN), dengan lebar yang tidak dapat menimbulkan intersymbol interference.

Input pada demodulator dapat ditulis dengan ⁶⁵⁾:

$$\text{Re} \left[Z(t) \exp j \left(\omega_c t \right) \right],$$

dimana $Z(t) = z_s(t) \exp \{ j \Psi_s(t) \} + z_n(t)$, dengan $z_s(t)$ dan $z_n(t)$ adalah proses Gaussian complex ($z_s(t)$ untuk sinyal dan $z_n(t)$ untuk bandlimited AWGN).

BER (Bit Error Rate) dari sistem ini bila menggunakan maximal ratio combiner (MC) dan selection combiner (SC) adalah ⁶⁶⁾:

$$\begin{aligned} P_{CM} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{a_m \rho_s}{\sqrt{1 - \rho_s^2}} \sum_{l=0}^{M-1} \frac{(2l-1)!!}{(2l)!!} \left\{ \frac{1 - |\rho|^2}{1 - \rho_s^2} \right\}^l, \text{ MRC} \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sum_{l=1}^M \binom{M}{l} (-1)^{l+1} \frac{a_m \rho_s}{\sqrt{[\rho_s^2 + l(1 - |\rho|^2)]}}, \text{ SC} \end{aligned}$$

..... (4 - 75)

⁶⁴⁾ Ibid, hal. 177.

⁶⁵⁾ Ibid.

⁶⁶⁾ Ibid, hal. 179.

dimana P_{e_M} adalah BER, M adalah jumlah cabang diversity dan ρ adalah ⁶⁷⁾:

$$\rho = \rho_c + j\rho_s = j \frac{\Gamma \Phi_s'}{\sqrt{[\Gamma+1]}\sqrt{[\Gamma\{\Phi_s'^2 - \xi_s''(0)\} - \xi_n''(0)]}}$$

.....(4 - 76)

Γ adalah S/N rata - rata dan $\xi_s(\tau)$ adalah fungsi autokorelasi dari $z_s(t)$ dan $\xi_n(t)$ adalah fungsi autokorelasi untuk $z_n(t)$.

Anggap bahwa gelombang - gelombang multipath dengan amplitudo sama dan dengan phase acak independent sampai pada antenna penerima dari semua arah dengan distribusi probabilitas serba sama dan rectangular bandpass filter yang digunakan untuk predetection filter penerima mempunyai lebar bidang B , maka ⁶⁸⁾:

$$\xi_s(t) = J_0(2\pi f_D \tau)$$

$$\xi_n(\tau) = \sin(\pi B \tau) / (\pi B \tau)$$

dimana f_D adalah frekuensi Doppler maksimum dan J_0 adalah fungsi Bessel macam pertama orde nol.

Maka persamaan (4 - 76) menjadi ⁶⁹⁾:

$$\rho = ja_m \frac{\beta \Gamma}{\sqrt{[\Gamma+1]}\sqrt{\left[\Gamma(\beta^2 + 2(f_D T)^2) + \frac{(BT)^2}{3}\right]}}$$

.....(4 - 77)

dengan $\beta = 2\Delta f T$ adalah indeks modulasi dan Δf adalah

⁶⁷⁾ Ibid, hal. 179.

⁶⁸⁾ Ibid, hal. 179.

⁶⁹⁾ Ibid.

deviasi frekwensi.

Performance BER untuk $n = 256$ dalam Rayleigh fading ditunjukkan dalam gambar 4.12, dengan menggunakan transmisi MSK ($\beta = 0,5$), $BT = 1$, kecepatan transmisi 16 kbit/s, frekwensi gelombang pembawa 900 Mhz dan kecepatan kendaraan 100 km / jam, serta $f_d T = 5,2 \times 10^{-3}$.

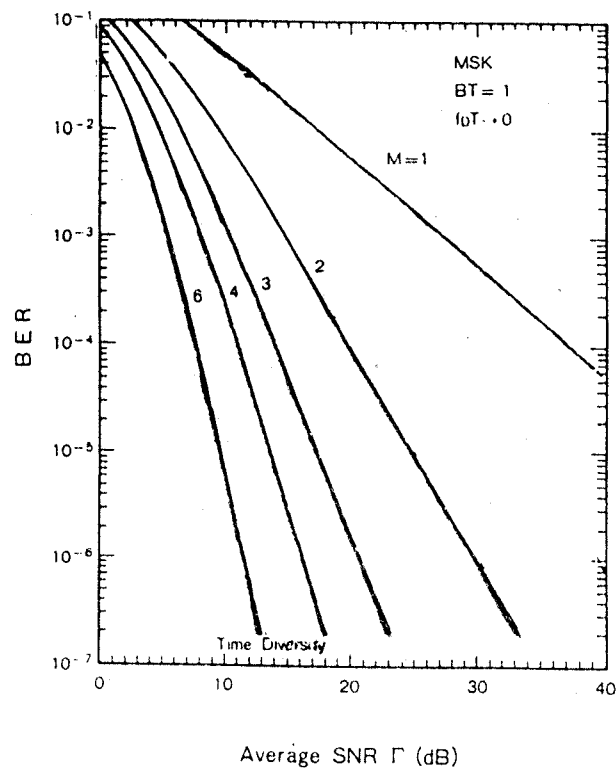
Perbandingan Energi sinyal perbit yang dibutuhkan terhadap noise (E_s / N_o) didefinisikan dengan ⁶⁹⁾:

$$E_s / N_o = \Gamma_o \times \text{jumlah transmisi (M)} \times BT \quad (4 - 78)$$

dimana Γ_o adalah S/N yang dibutuhkan untuk BER yang diberikan, N_o adalah spektrum kerapatan daya noise satu sisi, dan BT adalah perkalian antara bit duration dan lebar bidang dari predetection filter penerima. Hasil perhitungan dari (E_s / N_o) ditunjukkan dalam gambar 4.13, untuk $BER = 10^{-4}$ dan $n = 256$.

Terlihat dari gambar 4.12 dan gambar 4.13 bahwa maximal ratio combiner (MC) lebih unggul dibanding dengan selection combining.

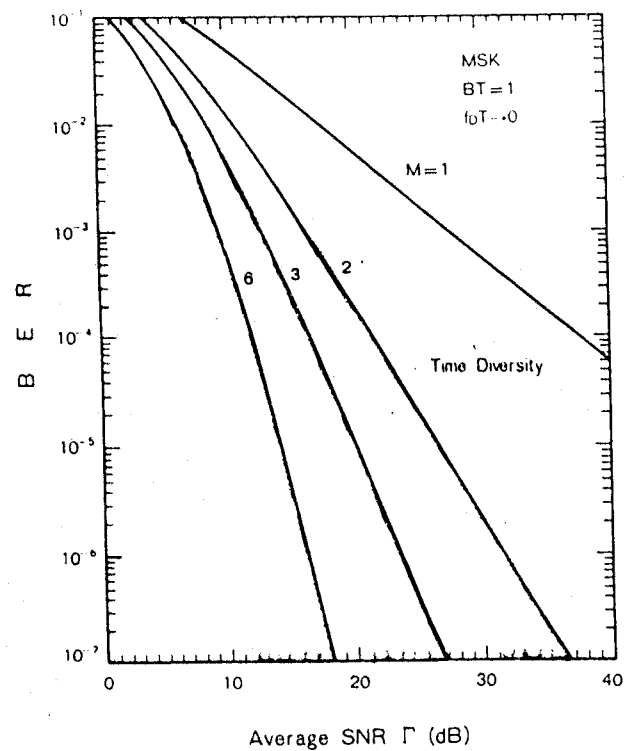
⁶⁹⁾ Ibid, hal. 178.

GAMBAR 4.12.a⁷¹⁾

BER PERFORMANCE UNTUK $n = 256$ DALAM RAYLEIGH FADING
MENGUNAKAN MAXIMAL RATIO COMBINER (MRC).

⁷¹⁾ Ibid, hal. 180.

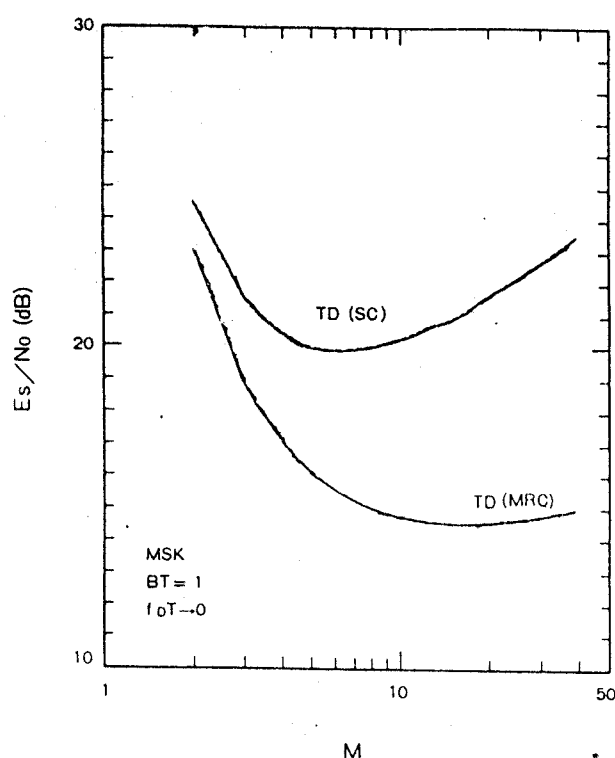
⁷¹⁾ Ibid, hal. 180.



GAMBAR 4.12.b⁷²⁾

BER PERFORMANCE UNTUK $n = 256$ DALAM RAYLEIGH FADING
MENGUNAKAN SELECTION COMBINER (SC).

⁷²⁾ Ibid, hal. 180.

GAMBAR 4.13 ⁷³⁾

(E_s / N_0) YANG DIBUTUHKAN UNTUK
 $n = 256$ DAN BER = 10^{-4} .

IV.5. PERBANDINGAN PENAMPILAN DARI SISTEM - SISTEM DIVERSITY DALAM SISKOM RADIO MOBIL.

Dalam bagian ini kita akan membandingkan penampilan dari beberapa methode combiner dalam radio

⁷³⁾ Ibid, hal. 181.

mobil. Pembuatan kriteria penampilan untuk sistem - sistem radio mobil adalah sulit, karena berhadapan dengan sinyal yang berubah secara acak yang kecepatan fadingnya bisa berubah dari 0 sampai mendekati frekuensi Doppler maksimum. Hasil tes menunjukkan bahwa untuk kecepatan di atas 5 mil / jam, maka sasaran utama dari fading cepat adalah noise, dan dapat dihitung dengan perhitungan rata - rata sinyal baseband dan noise melalui sifat - sifat statistik fading untuk sistem yang dipelajari⁷⁴⁾. Perbandingan sistem berikut ini didasarkan pada daya pancar yang diperlukan untuk mencapai S/N tertentu, dengan lebar bidang transmisi sebagai parameter. Pengukuran penampilan sistem yang kedua adalah reliabilitasnya. Reliability di sini didefinisikan sebagai probabilitas untuk mendapatkan S/N terendah sebaik kriteria bila mobil diam. Pada pembahasan ini yang dipertimbangkan hanya efek fading Rayleigh, sedangkan efek yang lain misalnya gross terrain akan diabaikan.

Methode perbandingan ini akan diilustrasikan dengan contoh - contoh numerik untuk sistem urban yang bekerja pada band UHF.

IV.5.1. SISTEM REFERENSI (TANPA DIVERSITY)

⁷⁴⁾ W. C. Jacks, Jr, "Microwave Mobile Communications", John Wiley & Sons, 1974, hal. 531.

Anggap bahwa parameter - parameter berikut
(tabel 4) adalah untuk sistem dalam daerah urban.

TABEL 4⁷⁶⁾:

PARAMETER DAN HARGANYA YANG DIPAKAI DALAM PERHITUNGAN
LINK KOMUNIKASI RADIO MOBIL

Parameter	Harga
Frekwensi	840 Mhz
Tinggi antena stasiun dasar	30 m (100 feet)
Tinggi antena mobil	1,5 m (5 feet)
Jarak antara mobil dan stasiun dasar	3,2 km (2 mil)
Gain antena	9 dB

Kerugian karena lintasan garis lurus (line of sight) adalah ⁷⁷⁾:

$$L_o = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} - (G_B + G_M) = 101 - 12 = 89 \text{ dB.}$$

Sedangkan kerugian karena karakteristik radio mobil sebesar 41 dB ⁷⁸⁾. Jadi total kerugiannya adalah :

$$L = 89 + 41 = 130 \text{ dB.}$$

⁷⁶⁾ Ibid, hal. 531.

⁷⁷⁾ Ibid, hal. 532.

⁷⁸⁾ Ibid, hal. 532.

S/N baseband merupakan fungsi dari parameter α dan ρ , dimana $\alpha = B/2W$, B adalah lebar bidang RF, dan ρ adalah C/N. Sekarang ρ menyatakan sinyal Rayleigh fading pada input penerima. Untuk mendapatkan efek fading, maka sinyal dirata - rata melalui distribusi fading seperti yang telah dijelaskan dalam bagian sebelumnya, dan S/N baseband dihitung sebagai fungsi ρ_0 (nilai rata - rata ρ) dan parameter α . Menggunakan hasil - hasil ini, nilai ρ_0 yang dibutuhkan untuk mendapatkan S/N yang disyaratkan, dinyatakan sebagai fungsi dari α , dan ditunjukkan dalam tabel 5. Dalam sistem ini dan sistem - sistem berikutnya, kita akan memilih S/N baseband 30 dB sebagai referensi.

Noise figur penerima dianggap 3 dB, maka daya pancar yang dibutuhkan dapat dihitung ⁷⁹⁾:

$$\begin{aligned} P_T &= \rho_0 + NF + 10 \log KTB + L \\ &= \rho_0 + 3 - 174 + 10 \log B + L \\ &= \rho_0 + 10 \log \alpha - 3,2 \quad (\text{dBm}) \end{aligned}$$

dimana : $KT = (1,38 \times 10^{-20}) (290) = 4 \times 10^{-18} \text{ mW/Hz}$.

NF adalah noise figur dan L adalah rugi lintasan total yaitu 130 dB. Perubahan daya yang dipancarkan dan lebar bidang B ditunjukkan dalam gambar 4.14.

Untuk memilih parameter - parameter perencanaan, maka uraian tentang S/N saat mobil bergerak dibanding dengan saat berhenti dalam keadaan level sinyal jelek adalah penting. Kita menganggap pemakaian S/N 30 dB saat

⁷⁹⁾ Ibid, hal. 532.

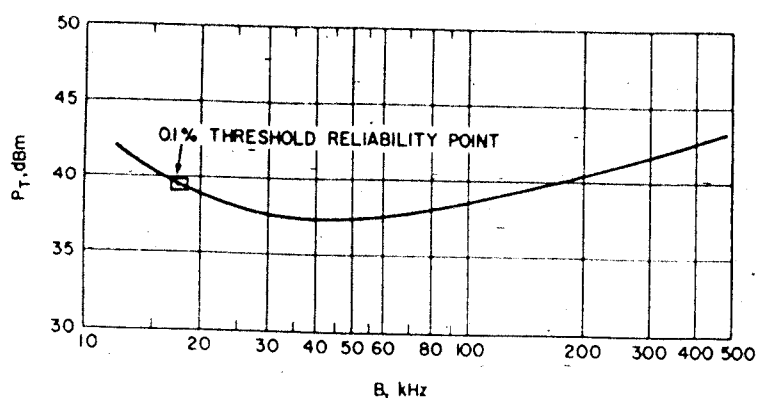
TABEL 5⁷⁹⁾:

ρ YANG DIPERLUKAN UNTUK MENDAPATKAN
S/N 30 dB TANPA DIVERSITY

α	B (KHz)	ρ_o (dB)
2	12	42,0
3	18	37,4
4	24	35,0
6	36	32,7
8	48	31,5
10	60	30,6
15	90	28,7
20	120	29,0

bergerak, sebaik dalam keadaan berhenti pada click ambang hanya satu kali dalam 1000, yaitu reliabilitynya 99,9 % terhadap harga ambang. Titik ini berhubungan dengan daya pancar 39,4 dBm dan lebar bidang 17,5 KHz seperti yang dibuat pada gambar 4.14. Nilai - nilai ini adalah sistem referensi dan akan dibanding dengan nilai - nilai sistem diversity.

⁷⁹⁾ Ibid.



78)

GAMBAR 4.14.

DAYA PANCAR YANG DIPERLUKAN PADA 836 MHZ UNTUK MENDAPATKAN S/N BASEBAND 30 dB TANPA DIVERSITY DENGAN MODULASI FM GAUSSIAN, B ADALAH LEBAR BIDANG RF, KECEPATAN KENDARAAN 60 MIL/JAM, TINGGI ANTENA STASIUN DASAR 30 METER, GAIN ANTENA TOTAL 12 dB.

IV.5.2. SELECTION COMBINING

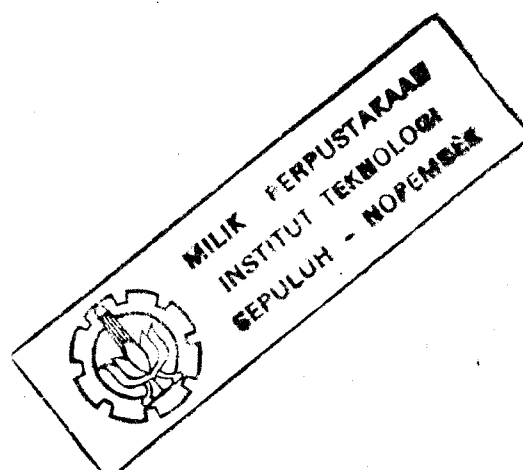
Daya pancar untuk sistem ini adalah ⁷⁹⁾ :

$$P_t = P_o + 10 \log \alpha - 3,2 \text{ dBm} \quad (4 - 79)$$

P_o dalam dB dan P_t dalam dBm tertera dalam tabel 6.

⁷⁸⁾ Ibid, hal. 533.

⁷⁹⁾ Ibid, hal. 535.



TABEL 6 ⁸⁾:
SELECTION COMBINING

α	B (kHz)	$M=2$		$M=3$		$M=4$	
		ρ_0 (dB)	P_T (dBm)	ρ_0	P_T	ρ_0	P_T
2	12	30.0	29.8	28.1	27.9	27.2	27.0
3	18	23.3	24.9	20.6	22.2	19.6	21.2
4	24	20.0	22.8	16.4	19.2	15.0	17.8
6	36	17.7	22.3	13.2	17.8	11.1	15.7
8	48	16.5	22.3	12.2	18.0	10.0	15.8
10	60	16.0	22.8	11.6	18.4	9.6	16.4
15	90	15.1	23.7	10.9	19.5	8.9	17.5
20	120	14.8	24.6	10.5	20.3	8.5	18.3

Harga - harga daya yang diperlukan untuk sistem ini diplot dalam gambar 4.15.

Titik - titik reliability ambang 99,9 % juga terlihat pada gambar 4.15 dan ditabelkan dalam tabel 7.

TABEL 7 ⁸¹⁾:
99,9 % TITIK - TITIK RELIABILITY

M	Receiver Diversity	
	P_T (dBm)	B (kHz)
2	24.8	18.5
3	20.0	22.0
4	18.0	23.5

⁸⁾ Ibid, hal. 536.

⁸¹⁾ Ibid, hal. 536.

IV.5.3. MAXIMAL RATIO COMBINING.

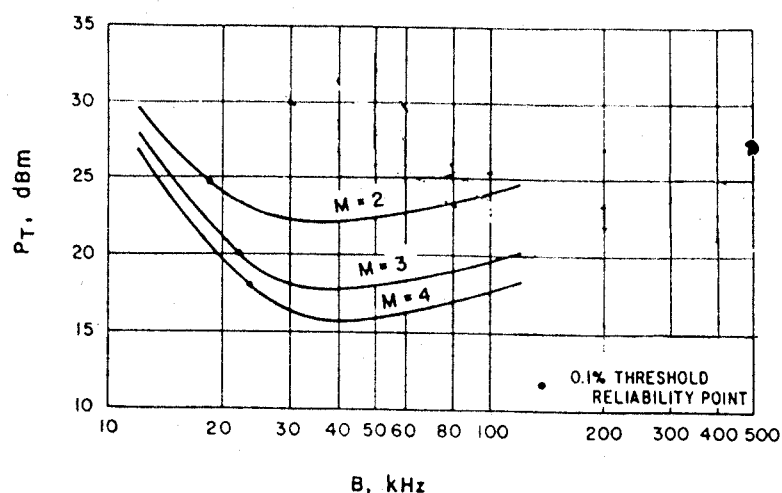
Skema diversity gambar 3.6 yang menggunakan transmisi pilot pembawa selama sinyal modulasi memberikan predetection maximal ratio combining.

Dalam keadaan ini, ada overall penalty 6 dB dalam C/N, yaitu : 3 dB karena 1/2 daya ada dalam pilot dan 3 dB karena noise pembawa heterodyne dan pilot, berada dalam baseband. Daya pancar total yang diperlukan untuk panjang lintasan 2 mil diberikan oleh⁸⁵⁾:

$$P_T = \rho_o + 10 \log \alpha + 2,8 \text{ dBm} , \dots\dots\dots (4 - 80)$$

dimana ρ_o adalah C/N percabang untuk mendapatkan S/N 30 dB dalam keadaan bergerak, yang diberikan oleh Davis seperti ditunjukkan dalam tabel 8 untuk maximal ratio combining. Daya yang diperlukan diplot dalam gambar 4.16. Bentuk kurvanya hampir sama dengan selection combining, hanya dayanya (P_T) berbeda 4 - 6 dB.

⁸⁵⁾ Ibid, hal. 537.



83)

GAMBAR 4.15

DAYA PANCAR YANG DIPERLUKAN SELECTION COMBINING 2, 3, DAN 4 CABANG UNTUK MENDAPATKAN S/N 30 dB

Karakteristik penampilan dari beberapa sistem diversity telah ditunjukkan dalam bentuk daya total yang diperlukan untuk lebar bidang tertentu bagi lintasan transmisi sinyal radio mobil dalam daerah urban. Hal ini memberikan rabaan tentang orde dari magnitudo daya yang dikandung.

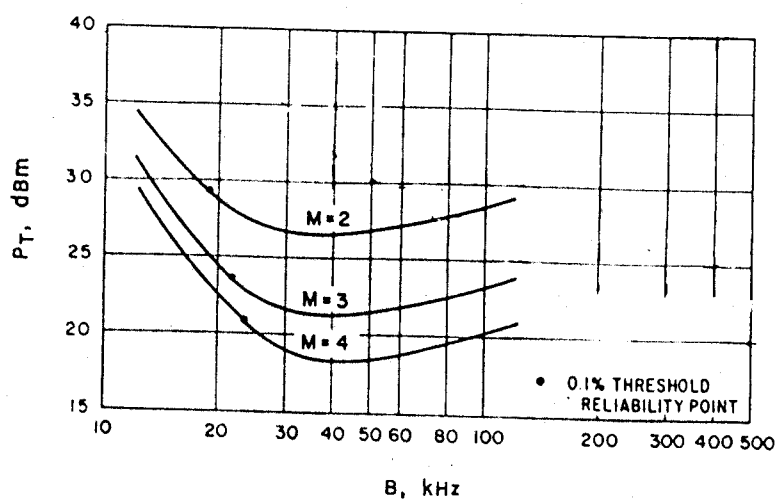
83) Ibid, hal. 535.

TABEL 8⁸⁴⁾:
MAXIMAL RATIO COMBINING

α	B (kHz)	$M=2$		$M=3$		$M=4$	
		ρ_0 (dB)	P_T (dBm), ρ_0	ρ_0	P_T	ρ_0	P_T
2	12	28.6	34.4	25.6	31.4	23.9	29.9
3	18	21.9	29.5	18.1	25.7	16.3	23.9
4	24	18.6	27.4	13.9	22.7	11.7	20.5
6	36	16.3	26.9	10.7	21.3	7.8	18.4
8	48	15.1	26.9	9.7	21.5	6.7	18.5
10	60	14.6	27.4	9.1	21.9	6.3	19.1
15	90	13.7	28.3	8.4	23.0	5.6	20.2
20	120	13.4	29.2	8.0	23.8	5.2	21.0

Kurva 4.17 menunjukkan perbandingan daya pancar total yang diperlukan oleh sistem selection diversity dengan sistem tanpa diversity yang dinyatakan dalam dB sebagai fungsi dari lebar bidang RF. Sedangkan perbandingan untuk maximal ratio combining ditunjukkan dalam gambar 4.18.

⁸⁴⁾ Ibid, hal. 538.

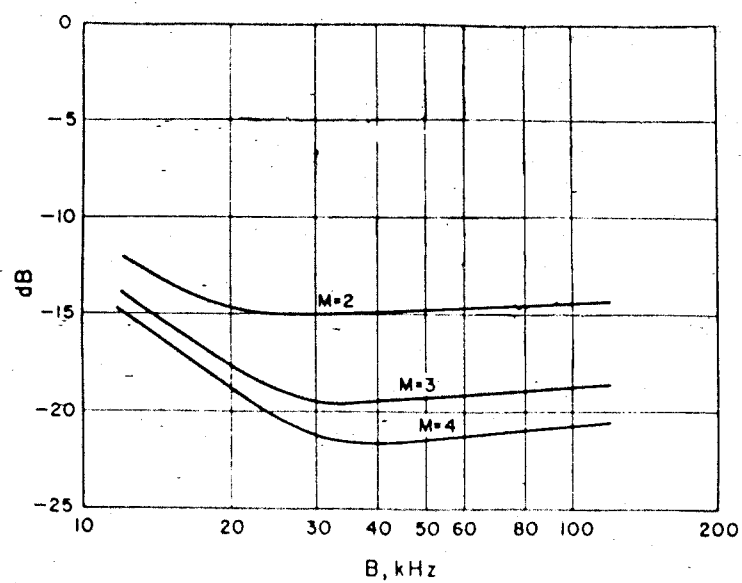


85)

GAMBAR 4.16

DAYA PANCAR YANG DIPERLUKAN PILOT - CARRIER MAXIMAL RATIO
 COMBINING 2, 3, DAN 4 CABANG UNTUK MENDAPATKAN S/N 30 dB

85) Ibid, hal. 537.

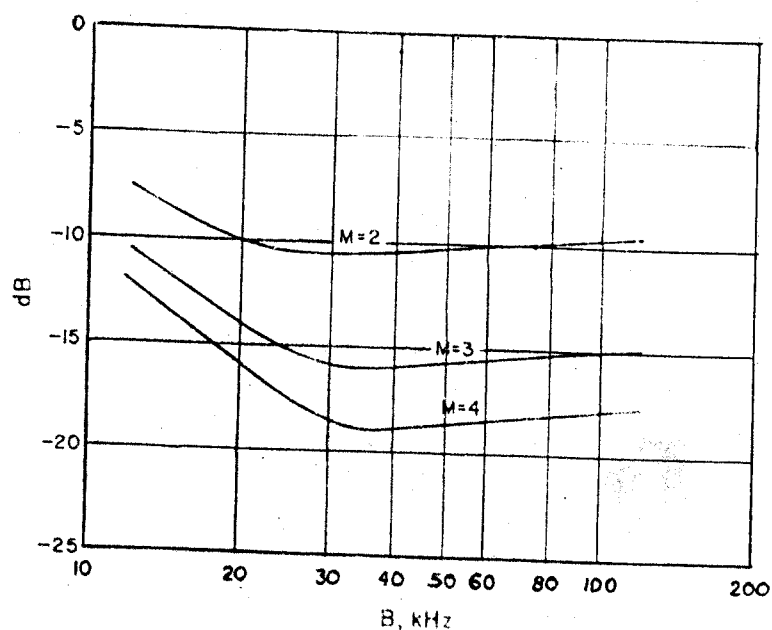


86)

GAMBAR 4.17

PERBANDINGAN DAYA PANCAR YANG DIPERLUKAN ANTARA SELECTION DIVERSITY TERHADAP SYSTEM TANPA DIVERSITY

86) Ibid, hal. 539.



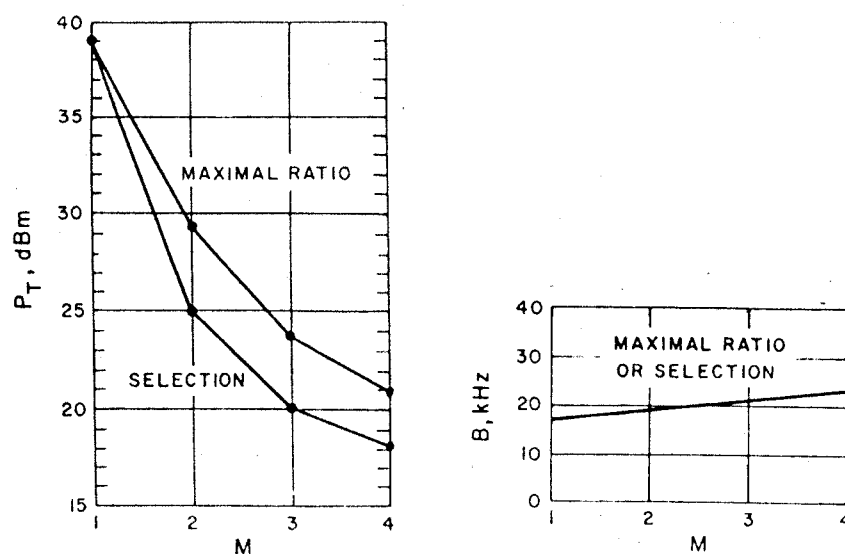
87)

GAMBAR 4.18

PERBANDINGAN DAYA PANCAR YANG DIPERLUKAN ANTARA PILOT - CARRIER MAXIMAL RATIO DIVERSITY COMBINER TERHADAP SYSTEM TANPA DIVERSITY

Gambar 4.19 adalah daya pancar dan lebar bidang yang diperlukan oleh sistem - sistem diversity untuk memberikan S/N 30 dB pada saat bergerak dan reliability 99,9 % saat berhenti.

87) Ibid, hal. 539.



88)

GAMBAR 4.19

LEBAR BIDANG DAN DAYA PANCAR YANG DIPERLUKAN LAWAN ORDE DIVERSITY (M) UNTUK MENDAPATKAN S/N 30 dB SAAT BERGERAK DAN RELIABILITY AMBANG 99,9 % SAAT BERHENTI

88) Ibid, hal. 540.

BAB V

KESIMPULAN

Setelah melakukan pembahasan pada bab - bab sebelumnya, maka pada bagian ini akan diberikan beberapa kesimpulan yaitu :

- Teknik diversity yang diterapkan dalam sistem komunikasi radio mobil adalah Space diversity dan Time diversity, sedangkan Frequency diversity tidak dapat direalisasikan karena terbatasnya spektrum frekwensi yang tersedia.
- Teknik diversity yang dibahas dalam tugas akhir ini bermanfaat untuk mengatasi fading lintasan jamak yang terjadi dalam sistem komunikasi radio mobil.
- Kanal komunikasi radio mobil yang dipakai sebagai analisis kinerja ketiga jenis teknik diversity adalah kanal lintasan jamak dengan Rayleigh fading.
- Kinerja dalam keadaan Rayleigh fading sangat dipengaruhi oleh pergeseran Doppler, yang dapat menyebabkan noise FM acak.
- Kinerja dari sistem diversity akan semakin besar

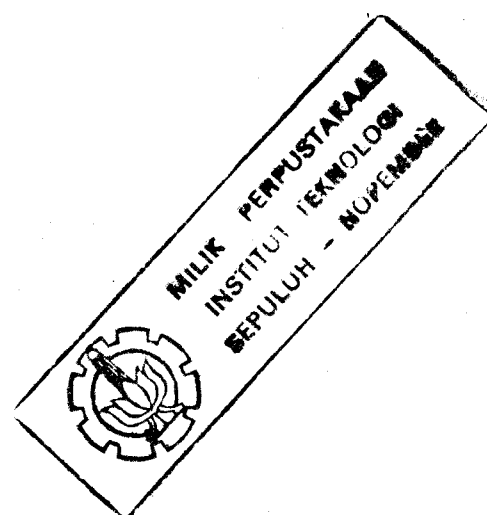
sesuai dengan orde diversity. Hal ini bisa dilihat dalam gambar 3.5.

- Dari tabel 5 (system tanpa diversity) terlihat bahwa untuk mendapatkan S/N 30 dB dengan ρ_o (C/N rata - rata) ≈ 30 dB dibutuhkan lebar bidang IF (B) sebesar 60 khz, sedangkan untuk system diversity (misal tabel 6) , bila ρ_o sebesar 30 dB dengan $M = 2$, diperlukan lebar bidang IF sebesar 12 khz untuk mendapatkan S/N 30 dB. Jadi sistem diversity dapat mempersempit lebar bidang IF yang berarti pula menghemat pemakaian spektrum frequency. Begitu pula dengan daya pancar yang diperlukan, sistem diversity membutuhkan daya pancar yang lebih kecil dibandingkan dengan tanpa diversity untuk mendapatkan S/N rata - rata yang sama.
- Teknik Space diversity dengan combiner maximal ratio combining dan Time diversity dengan combiner maximal ratio combining adalah paling cocok untuk sistem komunikasi radio mobil, namun Time diversity hanya bisa digunakan bila sistem komunikasinya digital.
- Teknik Space diversity membutuhkan lebih dari satu antenna penerima, sedangkan Time diversity cukup dengan satu antenna penerima.

DAFTAR PUSTAKA

1. David R. Smith, " Digital radio system, Digital transmission system ", New York, 1985.
2. F. Adachi, S Ito, and K Ohno, " Performance Analysis of a Time Diversity ARQ in land mobile radio, " IEEE Transaction on Communications, Vol.37, No.2, February, 1989.
3. J.D. Parsons, M. Henze, P.A. Ratliff and M.J. Withers, " Diversity Techniques for mobile radio reception ", The Radio and Electronic Engineer, Vol.45, No.7. PP 357 - 367, July 1975.
4. Kenneth Bullington, " IEEE Transaction on Vehicular Technology Vol. VT - 26, No.4 November 1977.
5. M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, " Communications Systems and Techniques", New York McGraw - Hill, 1966.
6. Robert F. White, " Engineering Considerations for Microwave Communications Systems ", San Carlos, California, June 1970.
7. W.C. Jakes, Jr, " Microwave Mobile Communications ", John Wiley & Sons, Inc, 1974.
8. W.C.Y.Lee, " Mobile Communications Engineering ", McGraw - Hill, 1982.
9. W.C.Y.Lee, " Mobile Cellular Telecommunications

9. W.C.Y.Lee, " Mobile Cellular Telecommunications Systems ", McGraw - Hill, 1989.



LAMPIRAN

USULAN TUGAS AKHIR

- A. Judul : TEKNIK DIVERSITY DALAM SISTEM KOMUNIKASI RADIO MOBIL.
- B. Ruang lingkup : - Transmisi gelombang elektro magnetik
- Sistem transmisi telekomunikasi
- Sistem komunikasi
- C. Latar belakang : Penggunaan sistem komunikasi radio mobil untuk sipil akhir - akhir ini berkembang pesat. Di lain pihak, spektrum frekwensi yang tersedia untuk komunikasi tipe ini adalah terbatas. Selain itu, sistem komunikasi radio mobil sangat dipengaruhi oleh kondisi geografis yang mengakibatkan adanya lintasan ganda (multipath) antara pemancar dan penerima.

Penambahan daya pancar ternyata bukan selalu merupakan pemecahan yang terbaik dari segi teknis maupun ekonomis. Teknik penerimaan yang disebut " teknik diversity " dapat memperbaiki keandalan komunikasi tanpa menambah daya yang dipancarkan atau lebar bidang yang digunakan. Pemilihan jenis teknik diversity yang cocok untuk diterapkan dalam sistem komunikasi radio mobil ditentukan oleh beberapa faktor seperti, kecanggihan, harga, dan lain - lain. Dengan demikian pengkajian teknik diversity dalam sistem komunikasi radio mobil akan sangat besar manfaatnya.

- D. Masalah : Mempelajari teknik diversity untuk sistem komunikasi radio mobil.
- E. Pembatasan masalah : Space diversity , Frequency - diversity, dan time diversity.
- F. Penelaahan studi : Diversity dalam lintasan line -

of sight digunakan untuk meningkatkan daya guna lintasan, mengurangi pengaruh multipath fading, memperbaiki S/N output dan melindungi terhadap kegagalan peralatan. Cara kerja penerima diversity didasarkan pada kenyataan bahwa sinyal radio yang datang pada satu titik penerima melalui beberapa lintasan yang berbeda dapat mempunyai level sinyal yang tidak berkorelasi. Dengan kata lain, pada satu saat tertentu, suatu sinyal pada satu lintasan dalam kondisi fading, sedangkan sinyal yang sama tetapi pada lintasan yang lain tidak dalam kondisi fading. Beberapa macam teknik diversity yang bisa dipakai yaitu frequency diversity, space diversity, dan time diversity. Frequency diversity adalah suatu teknik yang menggunakan satu antena

pemancar dan penerima dengan frekwensi kerja lebih dari satu dalam suatu hubungan microwave. Dalam hal ini frekwensi kerja berbeda dengan selang tertentu. Teknik diversity yang menggunakan lebih dari satu buah antena penerima dengan satu frekwensi kerja disebut space diversity. Antara antena penerima yang satu dengan yang lain mempunyai jarak tertentu. Time diversity merupakan teknik diversity yang diterapkan pada transmisi data digital melalui kanal fading. Dalam time diversity ini data yang sama dikirim melalui kanal dalam interval waktu (t_s) dalam orde yang berkebalikan dengan baseband fade rate f_b . Jadi :

$$t_s > 1 / f_b .$$

Pada medium komunikasi radio mobil, sinyal yang dipancarkan dipengaruhi bermacam - macam bentuk scatter dan phenomena

multipath, yang dapat menyebabkan fading. Fading terdiri dari fading long - term dan short - term. Fading long - term disebabkan oleh perubahan skala yang relatif kecil pada topografi sepanjang lintasan propagasi. Fading short - term disebabkan oleh pantulan bermacam - macam bentuk scatter sinyal, keduanya bergerak atau diam. Fading jenis ini disebut sebagai multipath fading. Fenomena ini terjadi karena komunikasi terjadi pada level tanah (ground).

G. Tujuan

: Mendapatkan gambaran secara teknik dari penerapan teknik diversity dalam sistem komunikasi radio mobil agar diperoleh kualitas pelayanan bagi pemakai yang cukup memadai.

H. Langkah - langkah

: - Studi literatur
- Analisa metode

- Pembahasan dan kesimpulan

- Penulisan naskah tugas akhir

I. Jadwal

: Seluruh kegiatan dijadwalkan
sebagai berikut :

Kegiatan	BULAN					
	I	II	III	IV	V	VI
- Studi literatur	■	■				
- Analisa methode		■	■			
- Pembahasan dan kesimpulan			■	■	■	
- Penulisan naskah tugas akhir					■	■